

Ingeniería Electrónica Industrial y Automática
(2018-2019)

Trabajo Fin de Grado

Medida de distancia con técnicas láser. Estudio experimental del uso de detección Lockin y su impacto.

Javier Lázaró Nava

Tutora

Cristina de Dios Fernández

Leganés, 2019



[Incluir en el caso del interés de su publicación en el archivo abierto]

Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento**
– No Comercial – Sin Obra Derivada

RESUMEN

Hoy en día existen diversos problemas a nivel tecnológico relacionados con la medida de distancias y de perfiles debido a la dificultad de acceder a ciertos lugares para realizar estas medidas. Una solución para resolver estos problemas está en la utilización de la tecnología LIDAR (Light Detection and Ranging o Laser Imaging Detection and Ranging). La tecnología LIDAR se ha estado empleando y se emplea de manera intensiva en diferentes campos, como lo es la cartografía, el campo militar o en el estudio de la atmósfera, campos fuera del alcance del ámbito social, donde se emplean sistemas de altas prestaciones, complejos y de elevado coste.

Actualmente los sistemas LIDAR ya no solo se orientan a sistemas de gran coste y dimensiones, sino que se están reduciendo esas características con el objetivo de implantarse en automóviles y drones. De esta forma, los sistemas LIDAR se pueden convertir en un bien común al alcance de la mayor parte de la sociedad.

El principio de funcionamiento de LIDAR es la emisión de luz mediante rápidos pulsos de disparo de luz láser sobre una superficie u objeto que refleja parte de la luz incidente. Posteriormente se mide el tiempo que tardan esos fotones en volver al emisor. Este tiempo se denomina tiempo de vuelo. Es un reto el poder medir este tiempo de vuelo con señales de vuelta muy débiles de forma eficiente y a niveles de funcionalidad y coste. En este principio se basa la tecnología LIDAR con la que es posible calcular grandes distancias entre un objetivo con gran precisión.

A lo largo de este trabajo se va a explorar el uso de las técnicas de detección y amplificación denominadas Lockin con el objetivo de estudiar una implementación que permita que la tecnología LIDARs sea accesible a nivel de coste, tamaño y complejidad. Esto permitirá que pueda ser aplicada en nuevos ámbitos donde factores como el bajo consumo de energía, el peso, las dimensiones o el bajo coste sean cruciales.

Durante el trabajo se propondrá un sistema que posee la configuración propia de un LIDAR. Se diseñará un circuito emisor que emitirá potencia óptica por medio de un diodo láser comercial al ambiente y un circuito receptor donde se utilizará un fotodiodo APD para recibir esta potencia óptica. Posteriormente se adquirirá la respuesta del APD mediante una tarjeta de NI de bajo coste y mediante LabView, software implantado en muchos sectores, se implementará una interfaz con las técnicas de detección utilizadas por un Amplificador Lockin. Se estudiará si la respuesta de este entorno de detección de bajo coste es eficaz para utilizarlo en la tecnología LIDAR.

ABSTRACT

Nowadays, it exists many technology problems related with measuring distances and profiles, due to the difficulty of accessing certain places to perform these kinds of actions. One solution to these problems is using LIDAR (Light Detection and Ranging or Laser Imaging Detection and Ranging). Technology LIDAR has been used in an intensive way in many fields, such as the study of the atmosphere, cartography and military field, areas that are far away from the daily social life where it is used high-cost, complex and high-performance systems.

Currently LIDAR systems are not only oriented to systems with a high cost and big projects, they are also decreasing to be implemented in vehicles and drones. In this way, Lidar systems can be made into common good for almost everyone.

The operating principle of LIDAR is to emit light through fast laser light pulses, over a surface that reflects a portion of the incident light. After that time, it is measured the time that those photons take to go back to the emisor. We call it flying time. It is important to be able to measure the flying time with very weak signals that go back in an efficient, functional and cheap manner, which is a challenging task. Lidar technology is based with this principle, which makes possible compute big distances between two targets up with high accuracy.

Along this work it will be explored the use of Lockin amplifiers detection techniques aiming to making an implementation of the LIDAR project which allow to be available at cost, length and complex level. This will permit that it can be implemented in new areas where factors like low power consumption, weight, dimensions or a low-cost can be crucial.

During this work it will be proposed a system that has a LIDAR configuration. It will be designed an emisor circuit that will allow transmit an optical power through a laser to the environment and a receiver circuit in which will be used an APD photodiode to collect this optical power. Then, it will be acquired APD answer through a low-cost NI card and LabView, software implemented in a lot of fields of work, it will be implemented an interface with techniques used by an Amplificador Lockin. Finally, it will be studied if this answer of this low-cost environment is efficient to use it in Lidar technology.

Agradecimientos

Lo primero de todo dar gracias a Cristina de Dios por darme la oportunidad de trabajar con ella. Hace un año que empecé el proyecto y siempre me ha brindado ayuda si la he necesitado. Darle también las gracias porque ha buscado siempre huecos para poder hablar conmigo a pesar de tener distinta disponibilidad horaria.

Gracias a mis amigos de toda la vida, (nombro alfabéticamente para que no haya favoritismo): Dani, David, Feli, Jaume, perdona, digo Jaime, Sebi, Sergi, y Socio. Por todos los buenos y malos momentos que hemos vivido y estamos viviendo, y si no acordaros de todos las escapadas que hacemos cuando encontramos un hueco.

Gracias a mi madre y a mi padre porque nunca me ha faltado de nada y siempre han estado ahí. A mi madre que siempre me ha apoyado, todavía me acuerdo de cuando estaba encima de mí en primaria con las asignaturas, ¡mira hasta donde hemos llegado! A mi padre que, aunque él siempre decía que esto se me iba a alargar más, nunca ha dejado de creer en mí. Y gracias a mi hermana, María, bueno, Mery para los amigos, que sin duda es la que más me ha tenido que aguantar en estos cuatro años cuando volvía de la universidad, después de tantos trabajos, proyectos, exámenes... Quiero decirte que nadie te diga lo que no puedes hacer, porque puedes con todo. Y sobre todo que nada ni nadie te quite esa sonrisa.

INDICE DE CONTENIDO

Capítulo 1 MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS	2
1.1. MOTIVACION.....	2
1.2 OBJETIVOS	3
Capítulo 2 INTRODUCCIÓN	5
2.1 LA LUZ.	5
2.1.1 ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO DE LA LUZ.	7
2.2. DIODO LÁSER	8
2.2.1. COMPORTAMIENTO ESTÁTICO DE UN DIODO LÁSER	11
2.2.2. RESPUESTA TRANSITORIA Y PEQUEÑA SEÑAL DEL DIODO LÁSER	12
2.3. APD	13
2.4. AMPLIFICADOR LOCKIN	16
2.4.1 ESTADO DEL ARTE DEL AMPLIFICADOR LOCKIN	16
2.4.2. DETECCIÓN SENSIBLE A LA FASE (PSD).....	18
2.4.3. MEZCLA DE SEÑALES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO	19
2.4.4. MEZCLA DE SEÑALES EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.....	21
2.4.5. FILTRO DE PASO BAJO EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA	22
2.4.6 ESTUDIO LOCKIN.....	24
2.5. LIDAR	28
2.5.1 ESTADO DEL ARTE.....	28
2.5.2. CONFIGURACIÓN LIDAR	29
2.5.3. DISPOSICIÓN GEOMÉTRICA EMISOR Y RECEPTOR	30
2.5.4 LIDAR CON FOTODIODO APD.....	30
2.6. RELACIÓN SEÑAL –RUIDO.....	32
2.6.1. RUIDO EN DETECTORES	33
2.6.2. RELACION ENTRE SNR ELECTRICO Y SNR OPTICO	34
Capítulo 3 DISEÑO INTERFAZ LOCKIN EN LABVIEW	37
3.1. TEOREMA DE MUESTREO O NYQUIST	38
3.2. TRANSFORMADA DE FOURIER	40

3.3. INTERFAZ DEL AMPLIFICADOR DE BLOQUEO O LOCKIN EN LABVIEW	44
3.3.1. GENERACIÓN DE LAS SEÑAL	45
3.3.2. ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL	49
3.3.3. INTERFAZ LOCKIN Y DEMODULADOR LOCKIN	51
Capítulo 4 DISEÑO DE CIRCUITOS EMISOR Y RECEPTOR	60
4.1. CIRCUITO EMISOR	60
4.2. CIRCUITO RECEPTOR	66
Capítulo 5 RESULTADOS Y ANÁLISIS	69
5.1.- ENSAYOS SIN ETAPA ELECTRÓNICA.....	70
5.1.1.-SEÑAL SENOIDAL CON UNA FRECUENCIA DE 5 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2V	71
5.1.2. SEÑAL SENOIDAL CON UNA FRECUENCIA DE 50 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2V	73
5.1.3.- SEÑAL SENOIDAL CON UNA FRECUENCIA DE 100 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2V	75
5.2.- ENSAYOS CON ETAPA OPTOELECTRÓNICA	77
5.2.1.-MODULACIÓN DEL DISPOSITIVO LÁSER CON 5 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2 V SENOIDALES	78
5.2.2.- MODULACIÓN DEL DISPOSITIVO LÁSER CON 50 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2 V SENOIDALES	80
5.2.3.- MODULACIÓN DEL DISPOSITIVO LÁSER CON 100 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2 V SENOIDALES	83
CONCLUSIONES.....	88
TRABAJO FUTURO	89
PRESUPUESTO.....	90
REFERENCIAS	91
ANEXO A. PLANIFICACIÓN.....	93
ANEXO B. MANUAL DE USO INTERFAZ AMPLIFICADOR LOCKIN	94
ANEXO C. NORMATIVA	98

INDICE TABLAS

Tabla 2.1. Características diodos pn, pin y APD.....	15
Tabla 5.1. Resumen resultados SNR y OSNR sin etapa electrónica.....	77
Tabla 5.2. Resumen resultados SNR y OSNR con etapa electrónica.....	85

INDICE FIGURAS

Figura 2.1. Teoría Electromagnética de Maxwell [2].....	6
Figura 2.2. Espectro electromagnético de la luz[4]	7
Figura 2.3. Estructura de bandas de un láser de semiconductor y sus transiciones radiativas [6].	8
Figura 2.4. Esquema de la cavidad de un dispositivo láser de emisión lateral [6].	9
Figura 2.5. Ondas estacionarias	10
Figura 2.6. Curva PI característica de un diodo láser	11
Figura 2.7. Diagrama Bode. Respuesta en frecuencia	12
Figura 2.8. Detección de fotones en un fotodiodo representado en un diagrama de espacio-tiempo. [9].	13
Figura 2.9. Esquema de la estructura de un APD polarizado para obtener la ganancia de avalancha. (b) Densidad de espacio de carga neta a lo largo del APD. (c) Campo eléctrico y regiones de avalancha y multiplicación [10]	14
Figura 2.10. Esquema amplificador Lockin o amplificador de bloqueo [11].	16
Figura 2.11. Diagrama de bloques típico de una medida de Lockin.	18
Figura 2.12 Diagrama de la amplificación Lockin.	19
Figura 2.13. Diagrama donde V_s y V_r poseen la misma frecuencia. La señal de entrada V_s en rojo junto a la señal de referencia V_r en azul	19
Figura 2.14. Diagrama que muestra la señal resultante. En verde la señal resultante tras mezclar la referencia y la entrada y en naranja tras pasar la señal resultante por un filtro paso bajo.	20
Figura 2.15. Diagrama donde V_s y V_r poseen diferentes frecuencias. La señal de entrada V_s en rojo junto a la señal de referencia V_r en azul	20
Figura 2.16. Diagrama que muestra la señal resultante. En verde la señal resultante tras mezclar la referencia y la entrada y en naranja tras pasar la señal resultante por un filtro paso bajo.	21
Figura 2.17. Señal de entrada en un ambiente ruidoso representada en el dominio del tiempo	21
Figura 2.18. Señal de entrada en un ambiente ruidoso representada en el dominio de la frecuencia.	22
Figura 2.19. Filtro RC de primer orden.	23
Figura 2.20. Diagramas de Bode de filtros de paso bajo de orden 1.	23
Figura 2.21. Filtro RC de orden n.	24
Figura 2.22. Señales utilizadas por un Lockin	25
Figura 2.23. Configuración de un sistema LIDAR	29
Figura 2.24. Multiplicación de avalancha ilustrada en un diagrama de espacio-tiempo[9].	31
Figura 2.25. Ruido gaussiano [21]	32
Figura 2.26. Adición de ruido a una señal [21]	32

Figura 3.1. En rojo la señal adquirida cuando la frecuencia de muestreo es igual que la frecuencia de la señal original	38
Figura 3.2. En rojo la señal adquirida cuando la frecuencia de muestreo es el doble que la frecuencia de la señal original	39
Figura 3.3. La figura a muestra la señal adquirida a una frecuencia de muestreo del doble de la señal originada. En la figura b se muestra la señal adquirida a una frecuencia de muestreo de cuatro veces la frecuencia de la señal original.	39
Figura 3.4. Comparación del espectro de una onda cuadrada y una senoidal	40
Figura 3.5. Señales respecto al dominio del tiempo cuando el tiempo de muestreo es 0.01	41
Figura 3.6. Señal respecto al dominio de la frecuencia cuando el tiempo de muestreo es 0.01	41
Figura 3.7. Señal respecto al dominio de la frecuencia cuando el tiempo de muestreo es 0.001	42
Figura 3.8 Señal V1 con ruido.....	43
Figura 3.9. Señal con ruido respecto al dominio de la frecuencia.....	43
Figura 3.10. Señal respecto al dominio de la frecuencia sin los armónicos asociados al ruido.....	44
Figura 3.11. Señal V1 tras eliminar los armónicos procedentes del ruido	44
Figura 3.12. Generación de señales con USB-6009	45
Figura 3.13. Código completo en LabView de la generación de señales.....	46
Figura 3.14. Código en LabView de la generación de señales (1)	47
Figura 3.15. Código en LabView de la generación de señales (2)	47
Figura 3.16. Código en LabView de la generación de señales (3)	48
Figura 3.17. Etapa de generación de señales en el panel frontal de LabView	49
Figura 3.18. Ejemplo de adquisición de señales con USB-6009.....	49
Figura 3.19 Código en LabView de la adquisición de señales.....	50
Figura 3.20. Etapa de generación de señales en el panel frontal de LabView	51
Figura 3.21. Código en LabView Lockin	51
Figura 3.22. Adquisición de señales con USB-6009 añadiéndole ruido	52
Figura 3.23. Código en LabView Lockin (1)	53
Figura 3.24. Código en LabView Lockin (2)	54
Figura 3.25. Código en LabView Demodulador Lockin	55
Figura 3.26. Código en LabView Demodulador Lockin (1)	55
Figura 3.27. Código en LabView Demodulador Lockin (2)	56
Figura 3.28. Comparación entre la señal de entrada y salida de la interfaz que simula un amplificador Lockin	57
Figura 3.29. Espectro de una detección directa y una detección Lockin.....	57
Figura 4.1. Topologías de un diodo láser con tres conexiones.....	60
Figura 4.2. Curva Potencia Óptica Emitida vs Intensidad de la corriente del láser HL6501MG	61
Figura 4.3. Modulación analógica de un láser.....	61
Figura 4.4. Circuito emisor.....	62
Figura 4.5. Circuito emisor. Bloque 1	62

Figura 4.6. Circuito emisor. Bloque 2	63
Figura 4.7. Curva Potencia Óptica Emitida si la señal moduladora es senoidal	65
Figura 4.8. Curva Potencia Óptica Emitida si la señal moduladora es cuadrada	65
Figura 4.9. Eficiencia cuántica VS longitud de onda S2381	66
Figura 4.10. Respuesta espectral S2381	66
Figura 4.11. Circuito receptor.....	67
Figura 5.1. Diagrama de conexión. Ensayos sin etapa electrónica.....	70
Figura 5.2. Adquisición de la señal de 5 Hz. Ensayos sin etapa electrónica.....	71
Figura 5.3. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). 5hz.....	72
Figura 5.4.- Diagramas FFT. Señal 5 HZ sin etapa electrónica	72
Figura 5.5. Adquisición de la señal de 50 Hz. Ensayos sin etapa electrónica.....	73
Figura 5.6. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). 50 Hz.....	74
Figura 5.7. Diagramas FFT. Señal 50 Hz sin etapa electrónica.	74
Figura 5.8. Adquisición de la señal de 100Hz. Ensayos sin etapa electrónica.....	75
Figura 5.9. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). 100 Hz.....	76
Figura 5.10. Diagramas FFT. Señal 100 Hz sin etapa electrónica	76
Figura 5.11. Diagrama de conexión. Ensayos con etapa electrónica	78
Figura 5.12. Modulación del dispositivo láser de 5 Hz. Ensayos con etapa electrónica	78
Figura 5.13. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). láser modulado con una señal senoidal de 5 Hz	79
Figura 5.14. Diagramas FFT. Láser modulado con una señal senoidal de 5hz	79
Figura 5.15. Modulación del dispositivo láser de 50 Hz. Ensayos con etapa electrónica	81
Figura 5.16. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). Láser modulado con una señal senoidal de 50 Hz.....	81
Figura 5.17. Diagramas FFT. Láser modulado con una señal senoidal de 50 Hz	82
Figura 5.18. Modulación del dispositivo láser de 100 Hz. Ensayos con etapa electrónica	83
Figura 5.19. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). Láser modulado con una señal senoidal de 100 Hz.....	84
Figura 5.20. Diagramas FFT. Láser modulado con una señal senoidal de 100 Hz	84
Figura A.1. Diagrama de Gantt	93
Figura B.1.- Pantalla de inicio Interfaz Amplificador Lockin.....	94
Figura B.2. Ventana Generación de la señal	95
Figura B.3. Ventana Adquisición de la señal	95
Figura B.4. Ventana Amplificador Lockin.....	96
Figura B.5. Ventana Espectro de las detecciones.....	97

Capítulo 1 MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS

1.1. MOTIVACION

Light Detection And Ranging (LIDAR) es la tecnología que se encarga de trabajar con un sistema láser con el objetivo de obtener la distancia entre un punto de emisión y una superficie. Un láser, un escáner y un receptor GPS son las partes fundamentales que posee un instrumento LIDAR. La tecnología LIDAR pretende abarcar los conocimientos propios de la detección y del alcance de la luz, estos conocimientos hacen que la tecnología LIDAR sea uno de los campos de investigación e innovación más importantes en la actualidad.

La utilización de los sistemas LIDAR ha estado relacionados durante años principalmente en el campo militar, topográfico o atmosférico. En estos ámbitos los sistemas LIDAR se han caracterizado por ser sistemas de alto coste económico, de grandes dimensiones y con un alto consumo energético.

La mayoría de los sistemas LIDAR aéreos poseen un sensor LIDAR, un receptor GPS, una computadora y un dispositivo de almacenamiento de datos. El sistema LIDAR emite pulsos de luz láser que son proyectados hacia la superficie y se encargan de escanear el área topográfica mientras se mueve gracias a una aeronave. Posteriormente se mide el intervalo de tiempo que existe entre la salida del pulso láser hasta la señal del retorno.

En la actualidad está surgiendo un nuevo interés en orientar la tecnología LIDAR en un entorno más social y al alcance de un mayor número de personas. La mayoría de los coches autónomos que están apareciendo en este momento poseen tecnología LIDAR integrada, que les permite diferenciar objetos, velocidades y direcciones hacia las que van las diferentes personas u objetos. Por tanto, se prevé que, en un futuro no muy lejano, la mayoría de los automóviles posean un LIDAR propio. Hay que tener en cuenta que el coste de los sistemas LIDAR integrados en los automóviles debe de estar muy lejos de los elevados precios del LIDAR utilizados por ejemplo en la obtención de mapas topográficos, debido a que tienen que estar al alcance de la mano de la sociedad de hoy en día.

Por ello en este trabajo se va a estudiar la fiabilidad de emplear la detección utilizada por un amplificador Lockin, instrumento que posee la capacidad de mejorar la relación señal ruido de una señal conociendo principalmente el tipo y la frecuencia de la señal de interés, mediante una interfaz en Labview en un sistema compacto LIDAR, formado por componentes de bajo coste comercial y muy eficiente como son los diodos láser y los fotodiodos APD

1.2 OBJETIVOS

A continuación, se describen los objetivos marcados con la realización de este Trabajo Fin de Grado:

- Estudio de la detección Lockin como solución a los elevados costes y grandes dimensiones que poseen los dispositivos LIDAR actuales.
- Estudio de la mejora del límite de detección, comparando una detección cuando se realiza de manera directa, frente a otra detección utilizando un sistema Lockin, mediante la relación señal ruido (SNR).
- Diseño e implementación de un esquema de procesado en LabView basado en las técnicas de un amplificador Lockin comercial.
- Diseño e implementación de un circuito emisor que sea capaz de emitir potencia óptica modulada al ambiente por medio de un dispositivo láser.
- Diseño e implementación de un circuito receptor que sea capaz de transformar la potencia óptica emitida al ambiente por el dispositivo láser en corriente eléctrica.
- El aprendizaje de nuevos conceptos no estudiados en el Grado de Ingeniería Electrónica Industrial y Automática a bajo nivel, como son el tratamiento del ruido y la adquisición y el procesamiento de señales analógicas.
- El estudio de un nuevo concepto, como lo es la técnica utilizada por el amplificador Lockin o amplificador de bloqueo, con el objetivo de conocer el uso y funcionamiento de otro instrumento que se puede encontrar en cualquier laboratorio de electrónica.
- La ampliación a la hora de programar en un software tan importante en la actualidad como es LabView, debido a la cantidad de opciones que proporciona este entorno en cualquier ámbito laboral de la ingeniería, ya sea a la hora de realizar interfaces que permitan testear comunicaciones, equipos o en la automatización de procesos entre otras cosas.
- La ampliación de conocimientos en cuanto al funcionamiento práctico y real de un dispositivo láser y un APD, así como mejorar la versatilidad con estos dispositivos en un laboratorio.

Capítulo 2 INTRODUCCIÓN

En este segundo capítulo se va a hacer una introducción de los diferentes conceptos o tecnologías necesarios para la realización y comprensión de este Trabajo Fin de Grados. Estos conceptos son los siguientes:

- La luz.
- El diodo láser.
- APD.
- Amplificador Lockin.
- LIDAR.
- Relación Señal Ruido.

2.1 LA LUZ.

Como primera aproximación podemos definir la luz como la parte del espectro electromagnético que puede ser percibida por nuestro ojo. Si bien, esa definición fenomenológica suele extenderse a rangos no visibles como el infrarrojo o el ultravioleta.

A lo largo de la historia un gran número de científicos han propuesto diferentes teorías con el fin de explicar la naturaleza de la luz. Estas teorías han ido cambiando con el paso del tiempo a medida que nuevas evidencias han hecho evolucionar nuestro conocimiento de este fenómeno. En el siglo XVII, Isaac Newton planteó la teoría Corpuscular. En ella se explicaba la propagación rectilínea de la luz, así como los fenómenos de la refracción y la reflexión.

Posteriormente Christian Huygens postuló la Teoría Ondulatoria que difería de la Teoría Corpuscular de Newton. Huygens planteó que la luz emitida por cualquier fuente estaba formada por ondas que se movían por un medio invisible llamado éter. De esta forma Huygens explica las leyes de reflexión y refracción de la luz. Esta teoría no sería tomada en cuenta hasta las pruebas que más tarde realizó Thomas Young sobre las interferencias luminosas.

Ya entrados en el siglo XIX, Maxwell propuso que toda variación producida en el campo eléctrico produce un cambio del campo magnético. Por la tanto con la Teoría Electromagnética y las ecuaciones de Maxwell [1], Maxwell predijo que la luz es una onda electromagnética transversal.

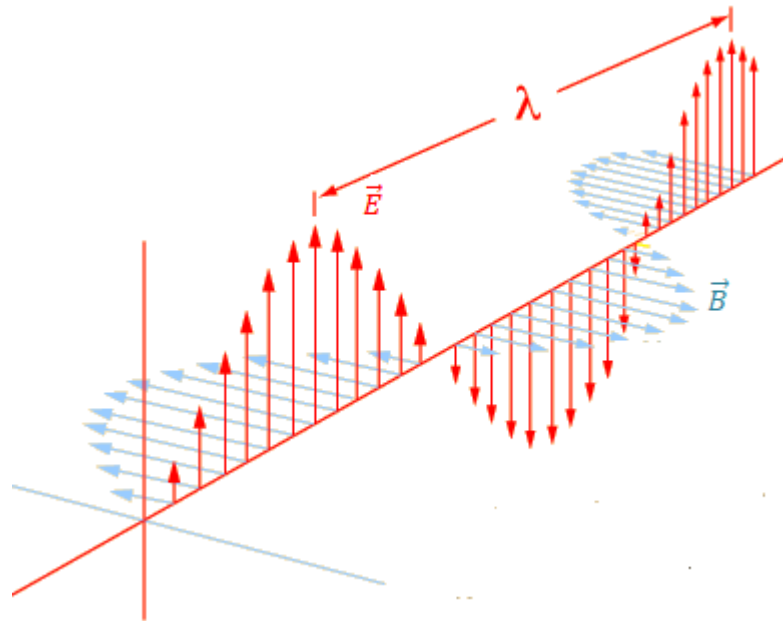


Figura 2.1. Teoría Electromagnética de Maxwell [2]

Pero, por otro lado, la Teoría Electromagnética de Maxwell dejaba sin explicación los fenómenos de absorción y emisión de la luz. En el siglo XX, Max Planck dio respuestas a estos fenómenos de absorción y emisión de la luz, con la teoría cuántica. Con la Teoría cuántica, Planck postuló que los intercambios de energía entre materia y luz solo son posibles por cantidad finitas o cuantos de luz [2]. Por tanto, la energía de esos cuantos de luz se define en la siguiente ecuación:

$$E(J) = h(J/s) \cdot \nu(Hz) \quad (2.1)$$

Donde E , es la energía de un fotón, ν la frecuencia de la onda electromagnética y finalmente h es la constante de Planck, $6,62 \cdot 10^{-34} J/s$. Posteriormente Einstein, utilizó la teoría cuántica de Planck para explicar el efecto fotoeléctrico empleando el concepto de cuantos de luz o fotones.

Esta teoría entraba en contradicción con la teoría electromagnética ya que no explicaba fenómenos como las difracciones, las interferencias y el tipo ondulatorio, hasta que de Broglie postulara su teoría.

Sin embargo, esta teoría parecía entrar en contradicción con la teoría electromagnética ya que no explicaba fenómenos como las difracciones, las interferencias y el tipo ondulatorio, hasta que de Broglie postulara la dualidad onda-corpúsculo. Basándose en la teoría cuántica de Planck y en la interpretación de Einstein del efecto fotoeléctrico, de Broglie postuló que la luz posee una dualidad onda corpúsculo y por tanto que se comporta como onda y partícula. Más detalle sobre este tema se puede encontrar en [3].

2.1.1 ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO DE LA LUZ.

Los parámetros necesarios para definir una onda electromagnética como la mostrada en la figura 2.1 son los siguientes:

- Amplitud del campo Eléctrico (V/m) o amplitud del campo Magnético (T): Valor máximo absoluto alcanzado por la perturbación de una onda.
- Periodo (s): Intervalo de tiempo necesario para completar un ciclo de oscilación.
- Frecuencia (Hz): Número de oscilaciones que ocurren en un segundo.
- Longitud de onda (nm): Distancia equivalente entre dos puntos de la perturbación ondulatoria que se encuentran en la misma fase.
- Velocidad de propagación: Distancia que recorre una onda en unidad de tiempo.

La luz, al tratarse de una onda electromagnética, posee una relación entre la frecuencia ν , la velocidad de la luz en un medio c y su longitud de onda asociada, expresada mediante las siguientes ecuaciones:

$$\lambda(um) = \frac{c(m/s)}{\nu(MHz)} \quad (2.2)$$

$$T(s) = \frac{1}{\nu(Hz)} \quad (2.3)$$

siendo T el periodo temporal de dicha onda. Las ondas electromagnéticas se pueden clasificar según las longitudes de onda y frecuencias que posean, a esta clasificación se la denomina espectro electromagnético.

El espectro electromagnético se extiende desde los rayos gamma y rayos X, hasta las ondas electromagnéticas de mayor longitud de onda como son las ondas de radio. El espectro visible del ojo humano abarca desde la longitud de onda cercana a los 400nm donde finaliza la luz ultravioleta, hasta los 750nm donde comienza el infrarrojo, como se observa en la figura 2.2.

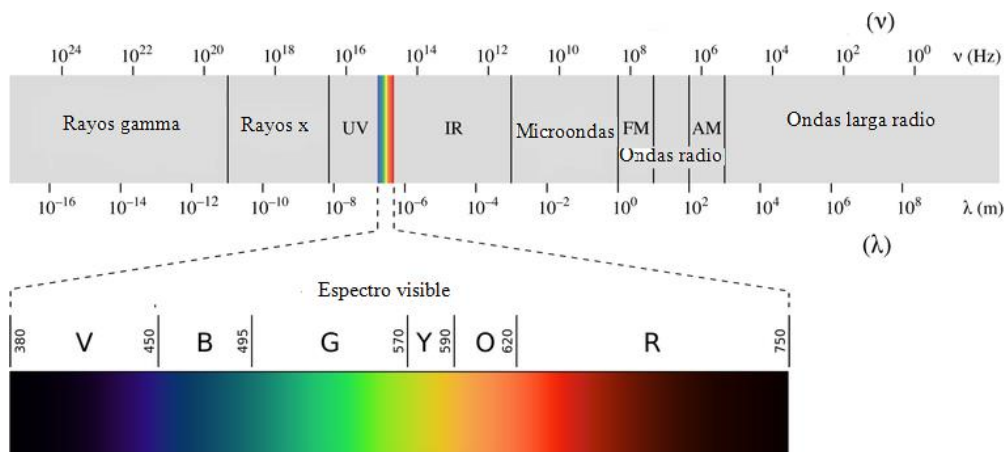


Figura 2.2. Espectro electromagnético de la luz[4]

2.2. DIODO LÁSER

El primer concepto del efecto láser fue propuesto por Albert Einstein. En 1916 Einstein introdujo el concepto de emisión estimulada y propuso que los fotones podían estimular la emisión de fotones idénticos por parte de átomos excitados [5].

Hasta 40 años después, el desarrollo del láser no sería posible. En 1953 gracias a James P. Gordon, Charles H. Townes y Herbert J. Zeiger se construye el primer máser, oscilador que opera en la región de microondas del espectro electromagnético. Sería ya en el inicio de la década de los 60 cuando Theodore Maiman puso en marcha el primer láser de rubí en los Laboratorios de Investigación de Hughes.

Dentro de los diferentes tipos de láseres que se han desarrollado desde entonces, se puede destacar el diodo láser, dispositivo semiconductor basada en la unión PN. Se trata de un diodo emisor de luz que funciona dentro de una cavidad resonante potenciando el fenómeno de emisión estimulada. Como en cualquier diodo, una tensión de polarización superior al potencial de barrera provoca el flujo de electrones desde el lado n y de huecos desde el lado p. Los electrones que se encuentran en la banda de conducción están a un nivel superior de energía que los huecos situados en la banda de valencia, por lo que en el proceso de recombinación se puede liberar energía en forma de radiación electromagnética. La energía de los fotones liberados es igual a la diferencia de energías entre las bandas de conducción y valencia [6] . Las diferentes transiciones radiativas se muestran en la figura 2.3.

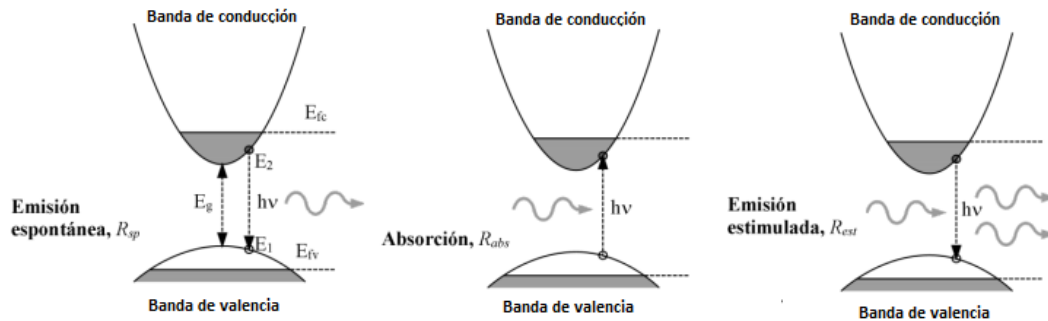


Figura 2.3. Estructura de bandas de un láser de semiconductor y sus transiciones radiativas [6].

En una transición radiativa debe conservarse la energía debido a la participación tanto de los electrones como de los huecos generados por los diferentes fotones emitidos,

$$E_2 = hv + E_1 \quad (2.4)$$

donde E_2 y E_1 son las energías de los estados de la banda de valencia y conducción sobre los que se produce la transición.

La absorción es una posible transición, este proceso ocurre cuando un fotón que se propaga por el material es absorbido, provocando la transición de un electrón de la banda La emisión espontánea mostrada en la figura 2.3 se produce cuando un electrón

consigue pasar de la banda de conducción a la banda de valencia emitiendo la energía sobrante como un fotón con energía $E_2 - E_1$. En esta transición se basa el diodo LED [6].

Cuando un fotón perturba un sistema y estimula la recombinación de un par electrón-hueco se produce una emisión de otro fotón totalmente idéntico al estimulante, con la misma energía y fase, lo que produce un efecto de amplificación de luz. A esta transición se la denomina emisión estimulada.

El fenómeno láser se basa en fomentar los procesos de emisión estimulada, por lo que debe aparecer ganancia óptica en el medio óptico considerado. En el caso de diodo láser, esto solo ocurre cuando se inyecta suficiente corriente a través de la unión, por lo que el diodo debe estar polarizado en directa. En ese instante la tasa de emisión de fotones supera a la tasa de absorción, producida por la generación de los pares de electrón-hueco, y es entonces cuando se produce la ganancia óptica.

Otra de las condiciones necesarias para fomentar la emisión estimulada y conseguir emisión laser es la red de realimentación. La realimentación óptica consiste en colocar el medio de ganancia dentro una cavidad óptica que proporcione la realimentación necesaria para los fotones generados por emisión estimulada regresen y desencadenen con mayor efectividad la emisión estimulada. En el diodo láser esto se consigue con el corte adecuado de las caras del diodo para que éstas se convierten en espejos reflectores que permiten la realimentación de la luz. Más detalle en [3].

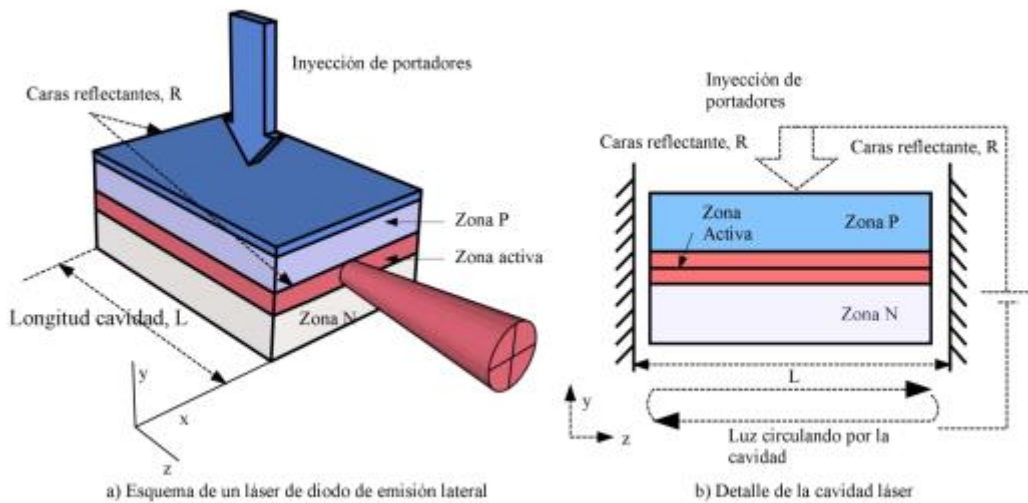


Figura 2.4. Esquema de la cavidad de un dispositivo láser de emisión lateral [6].

Esto forma una cavidad de Fabry-Perot (figura 2.4) que favorece la emisión estimulada y selecciona la frecuencia de la emisión ya que la propagación en la cavidad resonante debe ser compatible con los modos de esta. Estos modos resonantes siguen la expresión,

$$\lambda_m = \frac{2nL}{m} \quad (2.5)$$

donde λ_m es la longitud de onda del fotón dentro de la cavidad láser, n es el índice de refracción que posee la cavidad, L es la longitud de la cavidad y m es el número de modos. La relación de la longitud de onda en el vacío viene dada por la siguiente expresión,

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{n} \quad (2.6)$$

Por último, el espaciado entre modos estacionarios de la figura 2.5 viene dado por las expresiones,

$$\Delta v = v_{m+1} - v_m = \frac{c}{2nL} \quad (2.7)$$

$$\Delta \lambda = \lambda_m - \lambda_{m+1} = \frac{2nL}{m(m+1)} \quad (2.8)$$

En la figura 2.5 se muestra un ejemplo de ondas estacionario donde los nodos no se mueven.

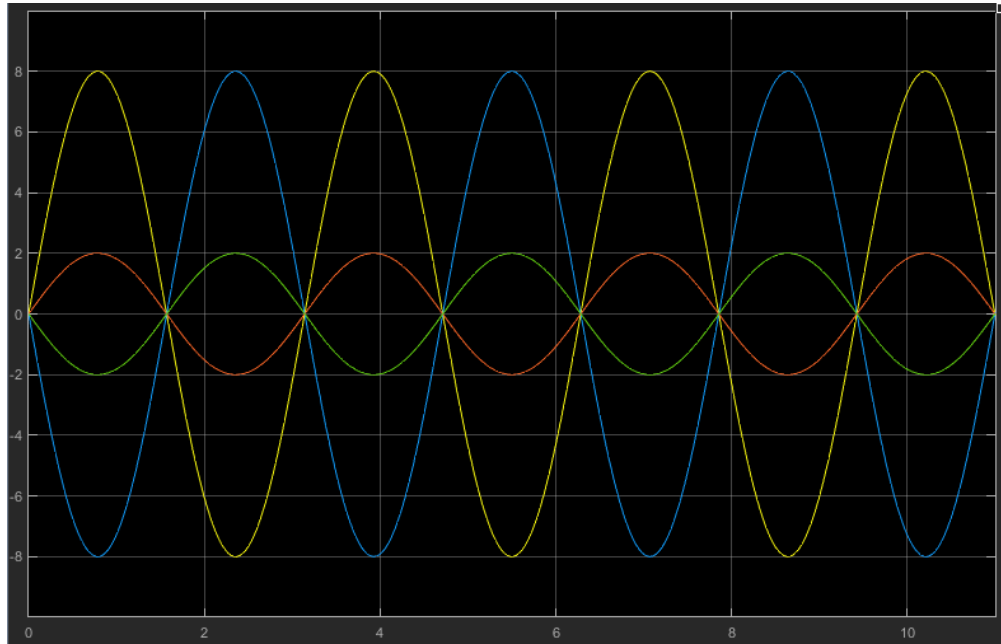


Figura 2.5. Ondas estacionarias

2.2.1. COMPORTAMIENTO ESTÁTICO DE UN DIODO LÁSER

Para que un diodo láser comience a emitir luz es necesaria la inyección de una corriente por encima de la corriente de umbral i_{th} . Cuando la intensidad se encuentra por encima de este corriente umbral, la emisión estimulada que describe la ganancia óptica del material g , crece hasta que es capaz de compensar las pérdidas de la cavidad resonante. Simplificando se obtiene que la potencia óptica emitida por un diodo láser sigue la siguiente expresión,

$$P_o = \eta_d \frac{h\nu}{q} (i - i_{th}) \quad (2.9)$$

donde η_d , es la eficiencia cuántica diferencial del láser. Para más detalle [7]. Simplificando se obtiene que

$$P_o = \eta \cdot (i - i_{th}) \quad (2.10)$$

donde P_o es la potencia emitida, η es la eficiencia diferencial, i es la corriente que circula por el láser y i_{th} es la corriente de umbral que posee el láser.

A partir de la expresión (2.10) se puede ilustrar la curva característica de un diodo láser, esta curva es la curva PI mostrada en la figura 2.6.

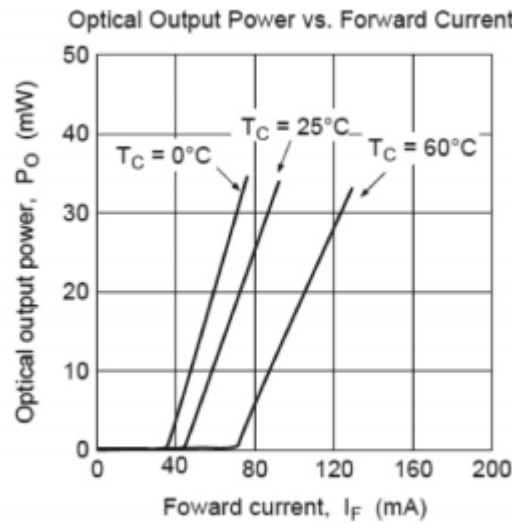


Figura 2.6. Curva PI característica de un diodo láser

Algunas de las ventajas que presenta un diodo láser frente a otras fuentes de luz como pueden ser los diodos LED o los diodos SLED son las siguientes [8]:

- Los diodos láser son dispositivos compactos.
- Poseen un espectro de emisión que se caracteriza por un ancho de banda estrecho
- Pueden ser modulados a altas frecuencias y poseen una alta eficiencia energética.

Por otro lado algunas desventajas que se encuentran son las siguientes [8]:

- El efecto de la temperatura afecta a la potencia emitida como se ve en la figura 2.6.
- Poseen una gran divergencia en su haz de salida en comparación con otras tecnologías láser.

2.2.2. RESPUESTA TRANSITORIA Y PEQUEÑA SEÑAL DEL DIODO LÁSER

Los diodos láser poseen la capacidad de poder ser modulados directamente por medio de la corriente aplicada a partir de la que operan, esta es una de las ventajas de la utilización de estos dispositivos.

La respuesta de un diodo láser se corresponde con la de un sistema de segundo orden [6].

En la figura 2.7 se observa cómo varía la frecuencia de resonancia de un láser en pequeña señal cuando se varía la corriente de polarización, de acuerdo con un sistema de segundo orden. La frecuencia de resonancia depende de la corriente de polarización inyectada al diodo láser.

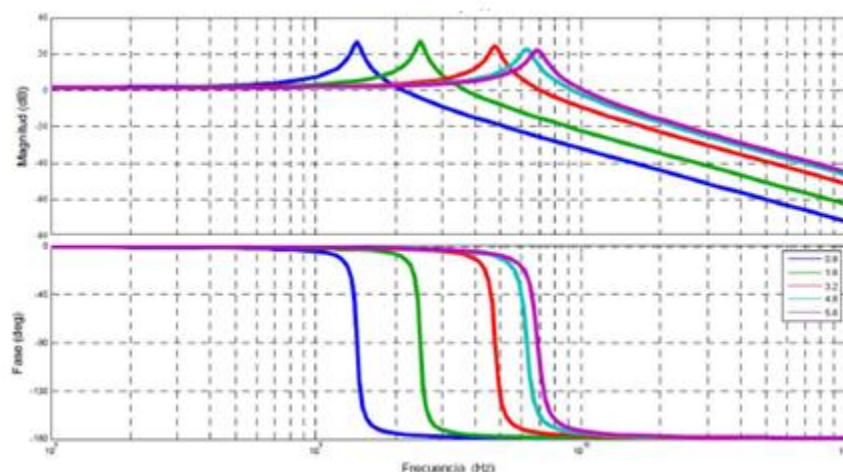


Figura 2.7. Diagrama Bode. Respuesta en frecuencia

En la figura 2.7, se puede observar la respuesta en frecuencia del comportamiento de un láser para diferentes corrientes de polarización. Hay que destacar como la respuesta del láser se reduce 40dB/dec en la imagen superior a partir de su frecuencia de resonancia, debido a que su comportamiento se corresponde a un sistema de segundo orden, como se ha comentado anteriormente.

2.3. APD

Los principales detectores de luz que existen en el mercado son los fotodiodos debido a que ofrecen una respuesta eléctrica rápida y eficiente al incidir la luz sobre ellos.

Cuando un fotodiodo de unión p-n está polarizado inversamente, existe un campo eléctrico en las proximidades de la unión que mantiene los electrones agrupados al lado n y los huecos en el lado p de la unión. Cuando se absorbe un fotón con suficiente energía, en la región donde existe el campo, se genera un par electrón-hueco (figura 2.8). Bajo esta influencia del campo, el electrón se desplaza hacia el lado n y el hueco se desplaza hacia el lado p, lo que da como resultado el flujo de fotocorriente en el circuito externo[9].

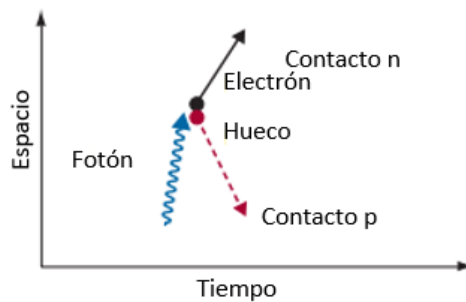


Figura 2.8. Detección de fotones en un fotodiodo representado en un diagrama de espacio-tiempo. [9].

Un APD (fotodiodo de avalancha) es un tipo de fotodiodo especial basado en el efecto avalancha que se explicará a continuación.

Los APD son ampliamente usados en comunicaciones debido a su alta velocidad y ganancia interna, que multiplica internamente la fotocorriente generada. Estos dispositivos son capaces de medir niveles mucho más bajos de luz respecto a cualquier otro detector.

La estructura de un APD se muestra en la figura 2.9. Posee un lado n y 3 capas p con diferentes niveles de dopaje. En la segunda capa p, es el lugar donde ocurre principalmente la absorción de fotones y la última capa la p+ se encuentra altamente dopada[10].

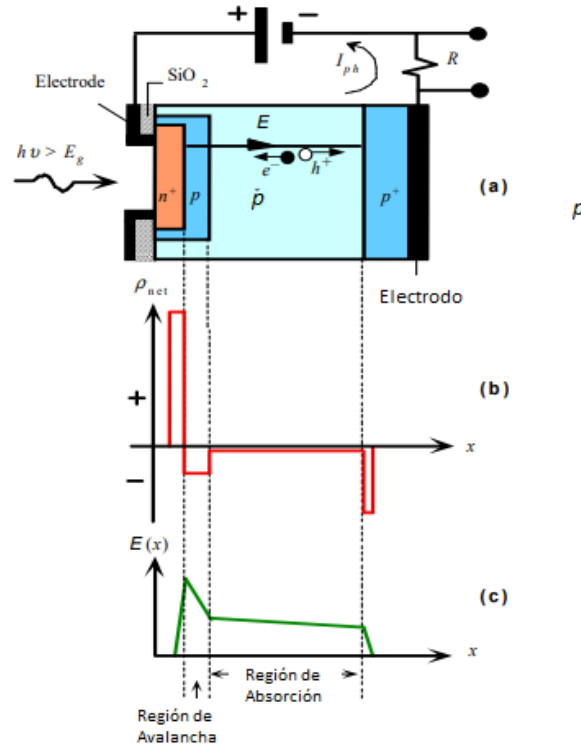


Figura 2.9. Esquema de la estructura de un APD polarizado para obtener la ganancia de avalancha. (b) Densidad de espacio de carga neta a lo largo del APD. (c) Campo eléctrico y regiones de avalancha y multiplicación [10]

El principio de la multiplicación o efecto avalancha que utilizan los APDs consiste en generar pares de electrones cuando la luz que le llega a él es superior a la energía de la banda prohibida.

La energía luminosa E (eV) y la longitud de onda λ (nm) tienen una particular relación, gracias a la fórmula de la energía del fotón, como se muestra en la siguiente expresión,

$$\lambda(nm) = \frac{1240}{E_{fotón}(eV)} \quad (2.11)$$

La sensibilidad de un fotodiodo es expresada por el término llamado responsividad R (A / W), es decir, la fotocorriente generada dividida entre la potencia incidente. Otro término característico es la eficiencia cuántica externa η , que expresa la proporción de los electrones-huecos generados en función de los fotones incidentes. Estos dos términos tienen la siguiente relación,

$$R(A/W) = \frac{i_p}{P_o} \quad (2.12)$$

$$\eta = \frac{e^-}{n_{fot}} \quad (2.13)$$

donde i_p es la fotocorriente generada por el fotodiodo, P_o es la potencia incidente, e^- son los electrones recolectados y n_{fot} es el número de fotones incidentes. Ambas ecuaciones se pueden relacionar dando lugar a la siguiente expresión,

$$R = \frac{\eta \cdot e \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad (2.14)$$

donde e^- es la carga del electrón, h es la constante de Planck y c la velocidad de la luz en el vacío.

Cuando los electrones fotogenerados llegan a la región de avalancha se aceleran y adquieren una gran energía cinética para ionizar por impacto y liberar pares electrón hueco. Estos electrones generados pueden adquirir una gran energía y generar más electrones, provocando de esta forma una avalancha del proceso de ionización por impacto. Esta multiplicación hace que la eficiencia cuántica sea mucho mayor a 1, este factor se llama factor de multiplicación y sigue la siguiente expresión,

$$M = \frac{\text{fotocorriente multiplicada}}{\text{fotocorriente antes de la multiplicación}} \quad (2.15)$$

Por tanto, la Responsividad de un APD queda definida por las ecuaciones 2.3, 2.15 y 2.16 en la siguiente ecuación

$$R_{APD} = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot v} M = RM \quad (2.16)$$

donde R es la responsividad del fotodiodo antes de la multiplicación por avalancha.

En la siguiente tabla se comparan las características típicas de diodos de Si y Ge tipo p-n, pin y APD.

Fotodiodo	$\lambda_{\text{rango}}(\text{nm})$	$\lambda_{\text{pico}}(\text{nm})$	$R@ \lambda_{\text{pico}}$ (A/W)	G	Tiempo de respuesta (ns)	$I_{\text{oscuridad}}(\text{nA})$
Unión pn Si	200-1100	600-900	0.5-0.6	<1	0.05	0.01-0.1
Pin Si	300-1100	800-900	0.5-0.6	<1	0.03-0.05	0.01-0.1
APD Si	400-1100	830-900	40-130	10-100	0.1	1-10

Tabla 2.1. Características diodos pn, pin y APD

2.4. AMPLIFICADOR LOCKIN

2.4.1 ESTADO DEL ARTE DEL AMPLIFICADOR LOCKIN

Los primeros amplificadores Lockin o amplificadores de bloqueo surgieron en la década de 1930 y se empezaron a comercializar a mediados del siglo XX donde eran utilizados como instrumentos capaces de extraer amplitudes de señal y fase en entornos ruidosos [11] (ver figura 2.10).

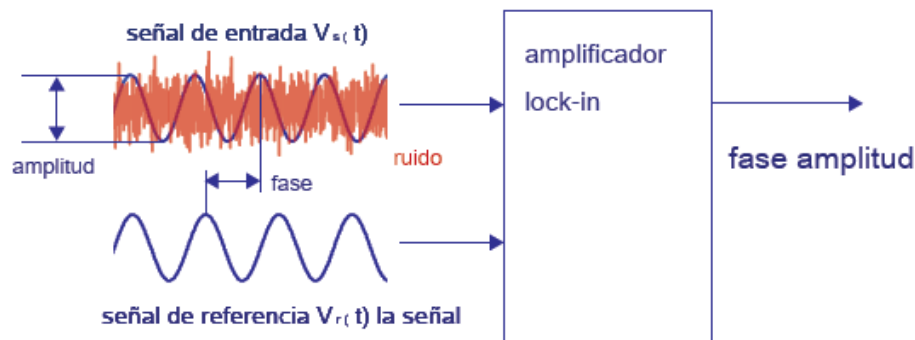


Figura 2.10. Esquema amplificador Lockin o amplificador de bloqueo [11].

Estos instrumentos permiten realizar mediciones precisas incluso cuando la señal que se desea estudiar es muy pequeña y está distorsionada por grandes fuentes de ruido. Por otro lado, son capaces de proporcionar mediciones de alta resolución de señales relativamente limpias de varios órdenes de magnitud y frecuencia. Hay que destacar que los amplificadores Lockin ofrecen otras funciones que pueden proporcionar soluciones a diversos problemas de medición, ya que pueden funcionar como:

- Un medidor de fase y por tanto de distancia.
- Un instrumento de medición de ruido.
- Un instrumento de recuperación de señal de AC.
- Un analizador de espectro.

Por ejemplo, si se necesita encontrar una señal de onda senoidal con una amplitud de 50 nV a una frecuencia de 20 kHz, será necesario amplificarla con un buen amplificador capaz de aumentar la amplitud de la señal a niveles superiores. El problema del uso de los amplificadores comunes es el ruido que estos le añaden a la señal de entrada. Si se utiliza un amplificador que posee $10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ de ruido entrada con un ancho de banda de 100 kHz y una ganancia de 1000, se esperará una señal de salida en torno a 50 μV escondida bajo un ruido de banda ancha de 3.2 mV. De esta forma sería difícil encontrar nuestra señal de entrada, ya que tendríamos una relación señal ruido cercana a los -18 dB.

Una solución al ejemplo anterior puede ser el de añadir una etapa de filtrado. Por ejemplo, si le añadimos un filtro paso banda con una frecuencia de 20kHz y una ganancia de 100, todas aquellas señales que existan en un ancho de banda de 200Hz serán detectadas. De esta forma el ruido obtenido será de $142\mu\text{V}$ y la señal de salida sería la misma, $50\mu\text{V}$. Se puede observar que añadiéndole un filtro paso banda se disminuirá el ruido, pero sería difícil encontrar la señal de entrada ya que seguiríamos teniendo una relación señal ruido de -4,53 dB

Una de las posibles soluciones para encontrar una señal con tan poca amplitud en un entorno ruidoso es la utilización un amplificador Lockin o bloqueo ya que añaden a la salida del amplificador un demodulador o un detector sensible a la fase. Estos detectores pueden encontrar señales con un ancho banda estrecha del orden de 0.01 Hz. Si volvemos al ejemplo anterior, con un demodulador de 20kHz con un ancho de banda de 0.01Hz se obtendrá una señal de ruido de $1\mu\text{V}$, mientras que la señal seguirá siendo de $50\mu\text{V}$. Como se puede observar la relación señal ruido obtenida sería de 17dB lo que facilita la obtención y la medición de la señal deseada.

Resumiendo, se puede definir que el principal objetivo de un amplificador Lockin o de bloqueo es utilizar el conocimiento de las componentes de una señal dependiente del tiempo con el fin de extraerla de un ambiente ruidoso, por tanto, la principal razón para el uso de este instrumento sería la capacidad que poseen para encontrar una señal de interés enterrada en ruido, y por tanto mejorar la relación señal ruido de la señal deseada.

El principio básico de funcionamiento de un amplificador Lockin consiste en realizar una multiplicación de la señal de entrada con una señal de referencia. Posteriormente a la señal obtenida tras esta multiplicación se le aplica un filtro paso bajo. Esto permite aislar la señal a la frecuencia de interés de todos los demás componentes de frecuencia.

La señal de referencia puede tener diferentes formas. Esta señal de referencia puede ser generada de dos formas: o por el mismo amplificador Lockin o proporcionándosela desde una fuente externa al propio amplificador de bloque. Una de las ventajas de una demodulación con onda sinusoidal es permitir la medición selectiva a la frecuencia fundamental o cualquiera de sus armónicos y por ello suele ser el tipo de modulación más utilizado[12].

Las partes imprescindibles que debe poseer un amplificador Lockin son:

- Un circuito multiplicador.
- Un circuito con un filtro paso bajo o integrador.
- Un circuito de desplazamiento de fase.

Estas partes forman un detector de sensibilidad a la fase PSD o demodulador de fase, del que se hablará a continuación.

En este Trabajo Final de Grado se utilizará una interfaz realizada en LabView que funcionará como amplificador Lockin. El principal objetivo de esta interfaz será el de

recuperar diferentes señales moduladas con diferentes frecuencias y amplitudes por medio de un diodo láser que se han visto afectadas por ruido. Como se hablará más adelante los amplificadores de bloqueo o amplificadores Lockin utilizan una técnica conocida como detección sensible a la fase (PSD) o dual phase demodulation, para separar la componente de la señal buscada a una frecuencia y fase de referencia específicas. Las señales de ruido a frecuencias diferentes a la de referencia son rechazadas y no afectan a la medición.

2.4.2. DETECCIÓN SENSIBLE A LA FASE (PSD)

Un amplificador Lockin necesita tanto la respuesta de un dispositivo estimulado a cualquier tipo de señal, $V_s(t)$, como la señal propia de referencia, $V_r(t)$, como se muestra en la figura 2.11. Ambas respuestas, la del dispositivo y la de referencia la señal, son utilizadas por el amplificador Lockin para determinar la amplitud R y la fase Θ .

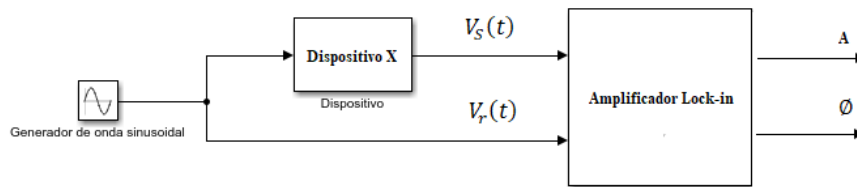


Figura 2.11. Diagrama de bloques típico de una medida de Lockin.

Para determinar la amplitud A y la fase Θ , es necesario utilizar un circuito de demodulación de doble fase o detección sensible a la fase (PSD), como por ejemplo, el mostrado en la figura 2.12. La señal de entrada es multiplicada por dos señales diferentes: por un lado, por la señal de referencia y, por otro lado, con la misma señal de referencia, pero desplazado 90 grados. Las salidas de los mezcladores o multiplicadores son filtradas a través de filtros paso bajo configurables, dando como resultado las dos salidas X e Y , las cuales se denominan componente en fase y cuadratura. La amplitud A y la fase Θ se derivan de X e Y mediante una transformación de coordenadas cartesianas a coordenadas polares usando la siguiente relación[11]:

$$A = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (2.17)$$

$$\emptyset = \arctg(Y, X) \quad (2.18)$$

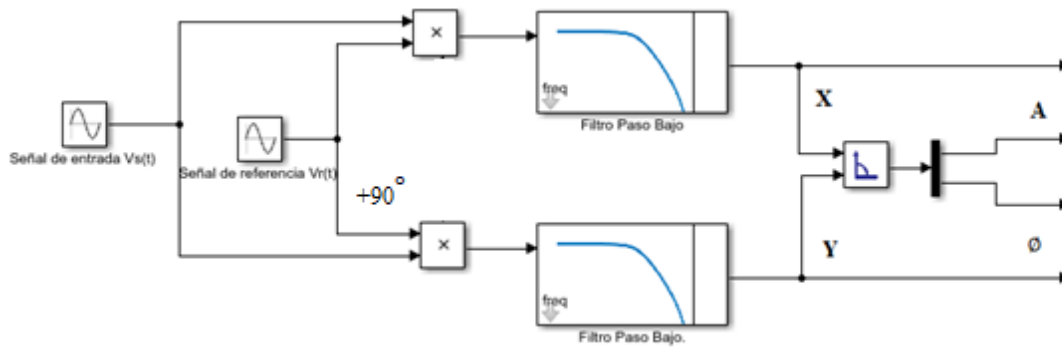


Figura 2.12 Diagrama de la amplificación Lockin.

La figura 2.12 muestra que el amplificador de bloqueo debe dividir la señal de entrada para demodularla con dos fases diferentes.

Para comprender la detección de un Lockin, veremos cómo opera tanto el dominio de tiempo como en el de frecuencia.

2.4.3. MEZCLA DE SEÑALES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

A continuación, se pueden observar las diferentes señales antes y después de mezclar y filtrar tal como aparecerían en cualquier osciloscopio. La figura 2.13 muestra las señales de entrada y de referencia V_s y V_r senoidales que poseen la misma frecuencia ($\omega_s = \omega_r$), antes de mezclarse.

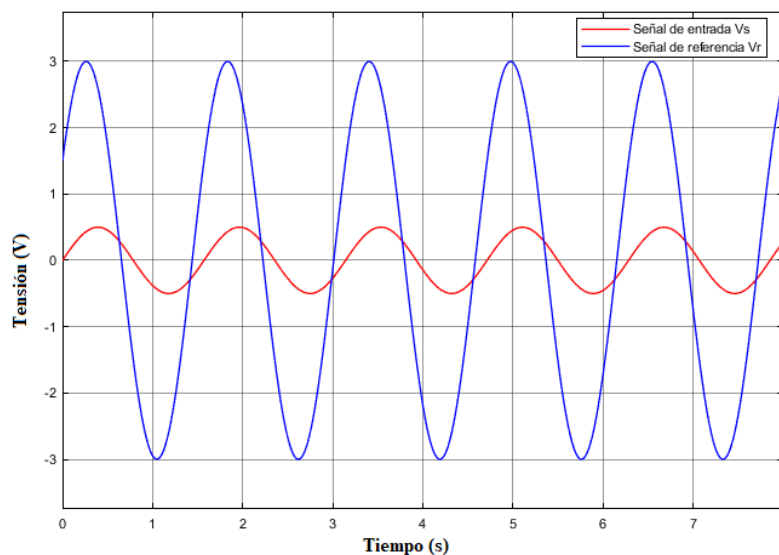


Figura 2.13. Diagrama donde V_s y V_r poseen la misma frecuencia. La señal de entrada V_s en rojo junto a la señal de referencia V_r en azul

En la figura 2.14 se puede observar la señal tras mezclar la señal de entrada V_s con la señal de referencia V_r cuya frecuencia es el doble de estas, es decir, 2ω ($\omega_s = \omega_r = \omega$). Posteriormente es filtrada y se obtiene la componente DC (ver figura 2.14)

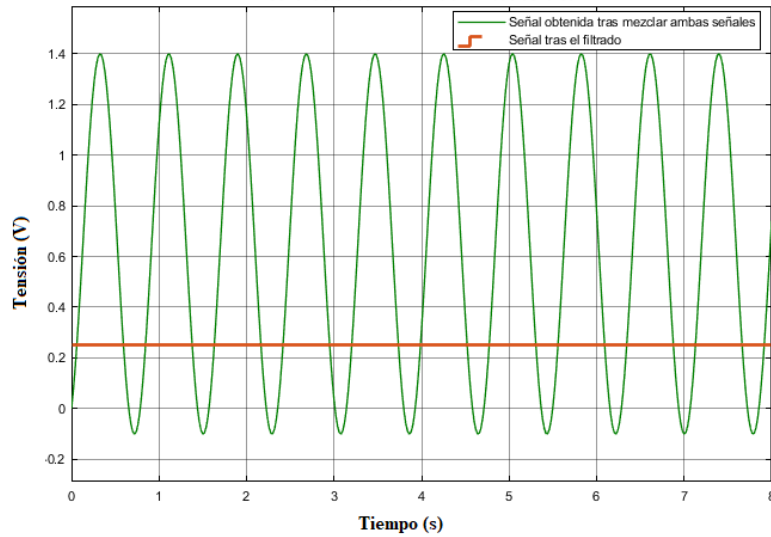


Figura 2.14. Diagrama que muestra la señal resultante. En verde la señal resultante tras mezclar la referencia y la entrada y en naranja tras pasar la señal resultante por un filtro paso bajo.

Ahora vamos a ver qué ocurriría si la señal de entrada V_s y la señal de referencia poseen diferentes frecuencias entre ellas.

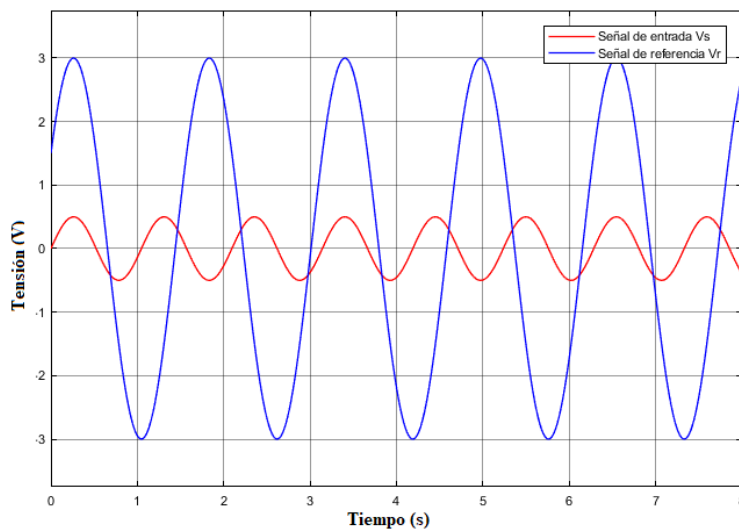


Figura 2.15. Diagrama donde V_s y V_r poseen diferentes frecuencias. La señal de entrada V_s en rojo junto a la señal de referencia V_r en azul

Debido que ambas señales poseen diferentes frecuencias, la señal resultante tras mezclar ambas señales ya no es una onda senoidal y su componente DC es 0, al contrario que en el ejemplo anterior (ver figura 2.16)

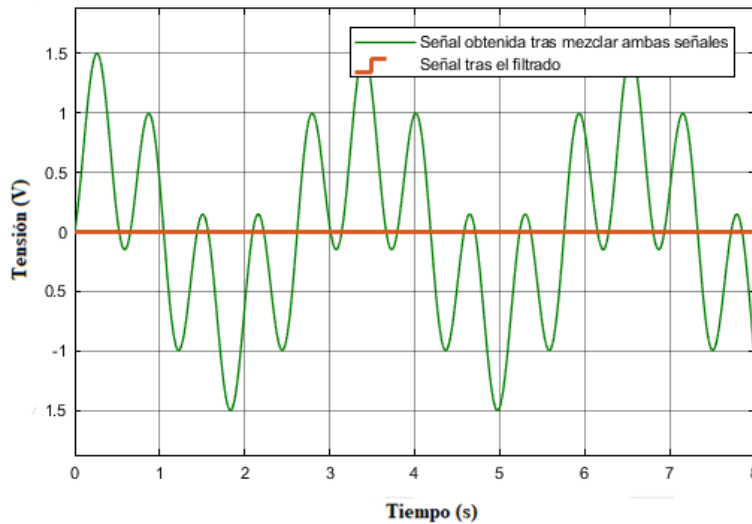


Figura 2.16. Diagrama que muestra la señal resultante. En verde la señal resultante tras mezclar la referencia y la entrada y en naranja tras pasar la señal resultante por un filtro paso bajo.

2.4.4. MEZCLA DE SEÑALES EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Para el estudio de la señal en el dominio de la frecuencia, se utiliza la transformada de Fourier. Utilizando la transformada de Fourier se consigue convertir una función senoidal con una frecuencia f_0 en el dominio del tiempo en una función $f - f_0$ en el dominio de la frecuencia, cuyo único pico es la frecuencia f_0 [13].

La figura 2.17 muestra una adquisición de una onda senoidal con una frecuencia de 50 Hz con bastante ruido asociado.

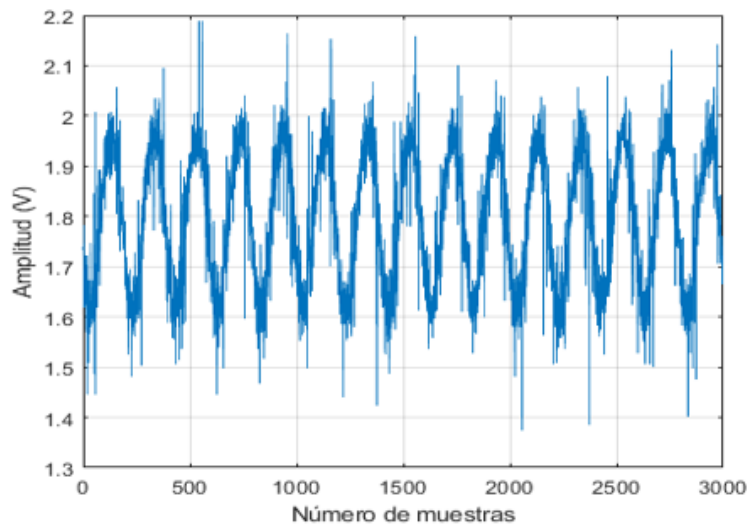


Figura 2.17. Señal de entrada en un ambiente ruidoso representada en el dominio del tiempo

Con la transformada de Fourier, se consigue transformar la señal para representarla en el dominio de la frecuencia (ver figura 2.18)

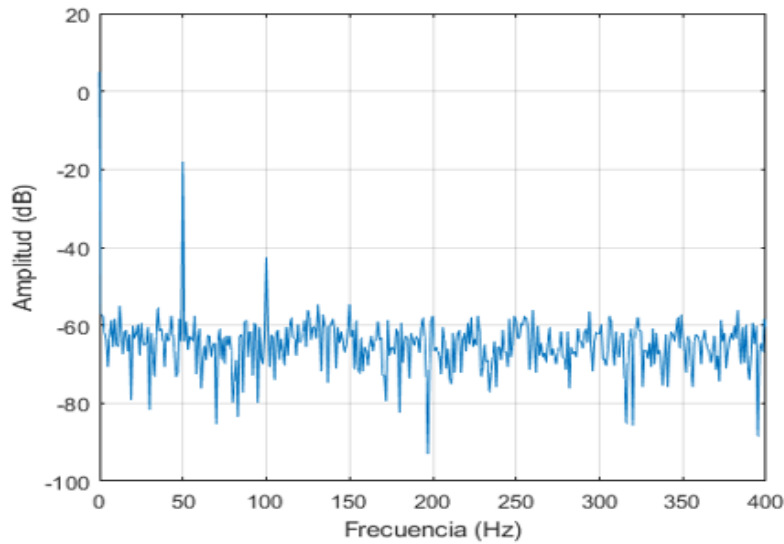


Figura 2.18. Señal de entrada en un ambiente ruidoso representada en el dominio de la frecuencia.

El pico que se observa en la frecuencia cero es debido a la corriente continua de la señal de entrada. Por otro lado, se puede observar otro pico muy significativo, a 50Hz que muestra la señal fundamental. El resto de picos que se observan se pueden asociar al ruido acoplado que posee la señal.

2.4.5. FILTRO DE PASO BAJO EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

La relación entre una señal de entrada, $Q_{entrada}(\omega)$ y la posterior señal filtrada, a la que se denomina $Q_{salida}(\omega)$ viene dada por:

$$Q_{salida}(\omega) = H(\omega) \cdot Q_{entrada}(\omega) \quad (2.19)$$

donde:

- $H(\omega)$ es la función de transferencia del filtro utilizado.
- $Q_{entrada}(\omega)$ es la transformada de Fourier de la señal de entrada $Q_{entrada}(t)$.
- $Q_{salida}(\omega)$ es la transformada de Fourier de la señal de salida $Q_{salida}(t)$.

Con el objetivo de rechazar todas las frecuencias no deseadas, es común pensar en un filtro ideal que solo dejara pasar frecuencias por debajo de la frecuencia de ancho de banda f_{BW} , pero estos filtros ideales son difíciles de realizar debido a su respuesta en el tiempo. En una primera aproximación, se puede considerar un filtro RC de primer orden fácil de implementar como el mostrado en la figura 2.19, cuya función de transferencia es la siguiente:

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (2.20)$$

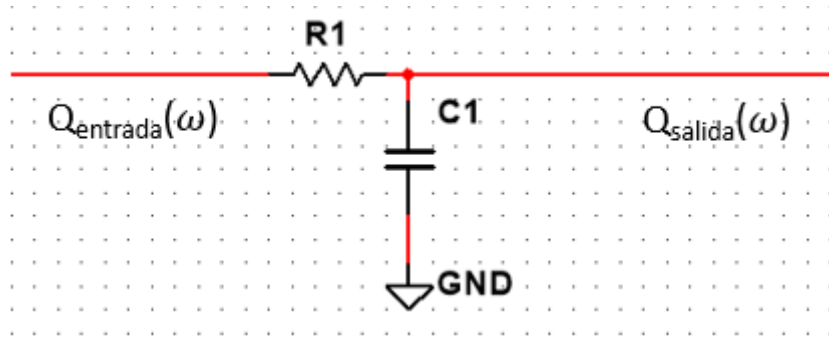


Figura 2.19. Filtro RC de primer orden.

cuya constante en el tiempo es $\tau=RC$ y frecuencia de corte $f_c = \frac{1}{2\pi\tau}$.

Por tanto, la función de transferencia representada en un diagrama de Bode se definiría de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} &20 \cdot \log|H(2\pi f)| \text{ para la parte real} \\ &|H(2\pi f)| \text{ para el argumento} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Fijándonos en la gráfica superior de la figura 2.20 se puede observar una atenuación de 20dB/década a partir de la f_{-3dB} aproximadamente. Esta frecuencia f_{-3dB} es la frecuencia en la que la potencia de la señal se reduce en -3dB.

Por otro lado, en la gráfica inferior de la figura 2.20 se muestra que el filtro paso bajo también introduce un retardo en la fase que es igual al argumento de $|H(2\pi f)|$.

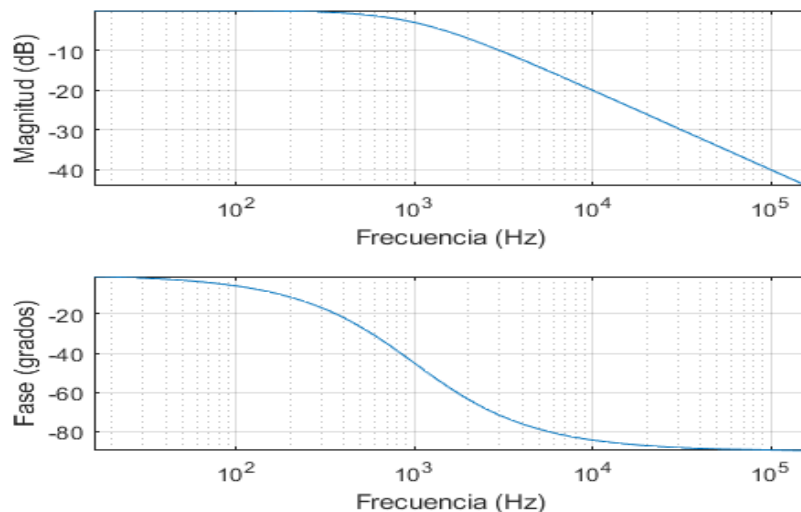


Figura 2.20. Diagramas de Bode de filtros de paso bajo de orden 1.

Los filtros RC de primer orden tienen un comportamiento bastante alejado en comparación a un filtro ideal. En la figura 2.21 podemos ver un filtro ideal, al conectar la

salida de un filtro RC con la entrada de otro. De este modo el orden de filtro aumenta por cada RC incluido y cuya función de transferencia sería la siguiente:

$$H_n(\omega) = H_1(\omega)^n = \left(\frac{1}{1 + j\omega\tau} \right)^n \quad (2.22)$$

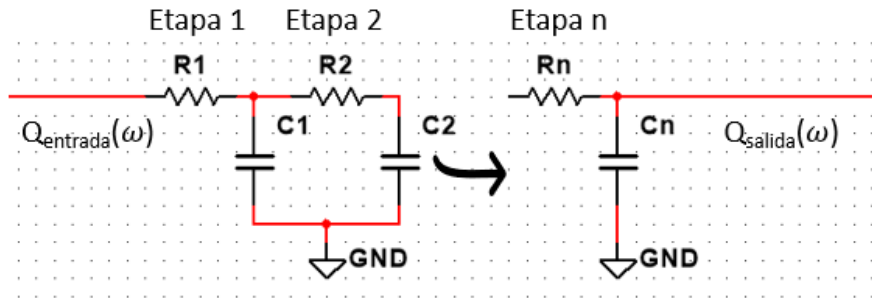


Figura 2.21. Filtro RC de orden n

Su atenuación es n veces la atenuación de un filtro RC de primer orden, es decir, $n \cdot 20\text{dB/década}$. Cuanto mayor es el orden del filtro de paso bajo, más se acerca la función de transferencia de amplitud a un comportamiento de un filtro ideal. De la misma forma, el retardo de fase aumenta cuando el orden de filtro es mayor.

2.4.6 ESTUDIO LOCKIN

Teniendo en cuenta tanto la respuesta en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia se puede entender el funcionamiento del Lockin de mejor forma. El funcionamiento de un amplificador Lockin consiste en multiplicar dos señales, la señal de entrada y la señal de referencia que alimenta al amplificador Lockin.

A continuación, se muestra un ejemplo de cómo se comporta un amplificador Lockin dependiendo de su señal de referencia y la señal de entrada que posea. Posteriormente se explica de donde proviene la señal de referencia del Lockin y por último se introducen los tipos de multiplicadores más utilizados en un amplificador Lockin comercial y el origen de la señal de referencia.

2.4.6.1 COMPORTAMIENTO AMPLIFICADOR LOCKIN

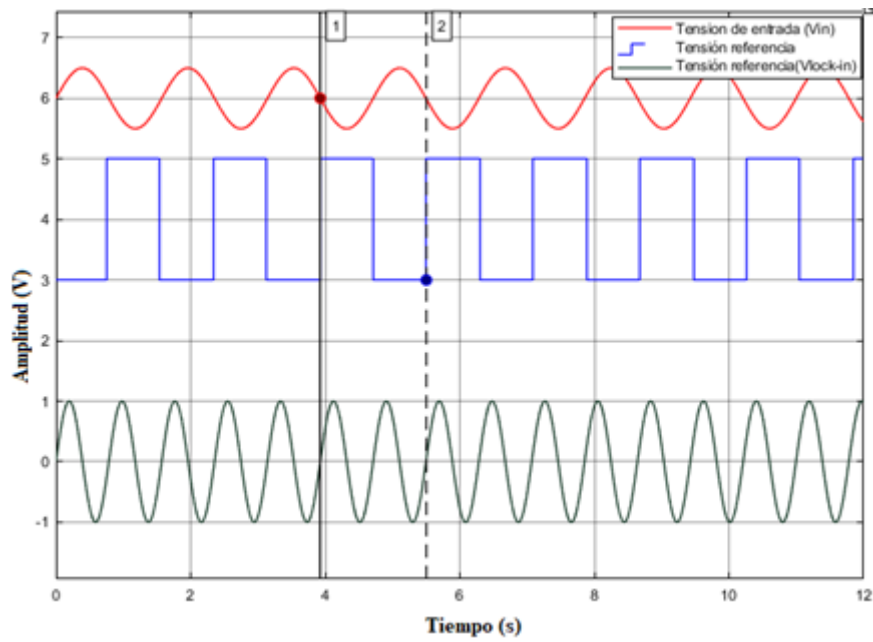


Figura 2.22. Señales utilizadas por un Lockin

En la figura 2.22, el amplificador Lockin detecta una señal senoidal sin ruido, Señal Vin.

$$V_{in} = A_{in} \cdot \sin(\omega_{in}t + \theta_{in}) \quad (2.23)$$

Por otro lado, el Lockin se alimenta con una señal de referencia que sería la segunda onda, Señal de referencia Lockin.

$$V_{lock-in} = A_{lock-in} \cdot \sin(\omega_{lock-in}t + \theta_{lock-in}) \quad (2.24)$$

Por último, la salida del PSD o demodulador multiplica estas dos señales y dan la última señal del diagrama.

$$\begin{aligned} V_{PSD} &= A_{in} \cdot A_{lock-in} \cdot \sin(\omega_{in}t + \theta_{in}) \cdot \sin(\omega_{lock-in}t + \theta_{lock-in}) \\ &= \frac{1}{2} A_{in} \cdot A_{lock-in} \\ &\quad \cdot \cos((\omega_{in} - \omega_{lock-in})t + \theta_{in} - \theta_{lock-in}) - \frac{1}{2} A_{in} \\ &\quad \cdot A_{lock-in} \cdot \cos((\omega_{in} + \omega_{lock-in})t + \theta_{in} + \theta_{lock-in}) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Como se puede observar La señal de salida del PSD, V_{PSD} posee dos señales en AC:

1. Componente de diferencias AC $(\omega_{in} - \omega_{lock-in})$
2. Componente de sumas AC $(\omega_{in} + \omega_{lock-in})$

Si la señal final, V_{PSD} , se filtrará por medio de un filtro paso bajo, se eliminarían ambas señales de AC y por tanto no tendríamos ninguna señal. Sin embargo, si tanto la señal de entrada como la señal de referencia del amplificador de bloqueo tuvieran la

misma frecuencia ω , es decir, $\omega_{in} = \omega_{lock-in}$, la componente de diferencia de frecuencias que se obtiene es el de una señal en DC:

$$V_{PSD} = \frac{1}{2} A_{in} \cdot A_{lock-in} \cdot \cos(\theta_{in} + \theta_{lock-in}) \quad (2.26)$$

El rendimiento de los PSD se puede mejorar generalmente si el ancho de banda de los voltajes de ruido se reduce con respecto al rango de frecuencias completo del Lockin

2.4.6.2 MULTIPLICADORES

Actualmente existen tres métodos para implantar el detector sensible a la fase PSD o demodulador, como son un multiplicador analógico, un interruptor digital y un multiplicador digital.

1. MULTIPLICADOR ANALÓGICO.

Como se ha explicado anteriormente, el PSD está formado por un circuito electrónico que multiplica la señal aplicada con una onda senoidal a la misma frecuencia que la señal de referencia.

Hay que destacar que es complicado implementar un multiplicador analógico que sea capaz de funcionar adecuadamente en presencia de señales con un gran ruido[14]. Esto limita la capacidad de recuperación de la señal original.

2. MULTIPLICADOR DE CONMUTACIÓN DIGITAL.

Este tipo de multiplicador consiste en un interruptor de inversión de polaridad analógica accionado en la frecuencia de referencia generada.

3. MULTIPLICADOR DIGITAL.

Los instrumentos que utilizan este tipo de amplificador amplifican la señal de entrada e inmediatamente la digitalizan. Esta representación digital se multiplica por otra digital de referencia de una onda senoidal

Esta técnica ofrece la ventaja de una multiplicación sin errores y minimiza los componentes electrónicos acoplados a CC [12].

2.4.6.3 ORIGEN DE LA REFERENCIA DEL AMPLIFICADOR LOCKIN

En los anteriores apartados se ha visto que se necesita que la señal de referencia del Lockin posea la misma frecuencia que la señal de entrada, es decir, $\omega_r = \omega_{in} = \omega$, sinodo ω_r , la frecuencia de refrencia y ω_{in} , la frecuencia de la señal de entrada.

Como se ha observado en el apartado del comportamiento del amplificador Lockin la fase entre ambas señales no debe cambiar con el tiempo, ya que sino $\cos(\theta_{in} + \theta_r)$

variará y por tanto la salida, V_{PSD} dejará de ser una señal en DC. En resumen, la señal del Lockin necesita estar sincronizada en fase a la señal de referencia.

Los amplificadores Lockin son alimentados mediante una señal de referencia externa y poseen un bucle PLL (phase locked loop) que les permite generar la señal de referencia. Ambas referencias se encuentran enlazadas.

2.5. LIDAR

Durante este apartado se va a hablar del estado de la tecnología LIDAR desde sus inicios hasta el momento actual. Tras su aparición, los sistemas LIDAR estaban enfocados y orientados principalmente al campo militar y hacia la cartografía. Sin embargo, en la actualidad se pretende dirigir esta tecnología hacia un uso más común, accesible al resto de la sociedad, con el fin de implantar la tecnología LIDAR en objetos más cotidianos como lo son los vehículos y drones. Por otro lado, se comentará cual es la configuración básica de un sistema LIDAR con todas sus etapas, así como una pequeña introducción sobre la disposición geométrica del emisor y del receptor que utiliza.

Para finalizar este apartado, se explica cómo funcionan los fotodiodos APD en un sistema LIDAR y, un modo bastante utilizado a la hora de la detección de fotones en la tecnología LIDAR.

2.5.1 ESTADO DEL ARTE

Light Detection And Ranging (LIDAR) es la tecnología encargada de trabajar con un sistema láser que permite obtener la distancia que existe entre el punto de emisión y una superficie. A partir de este tiempo se pueden obtener mapas en 3D de la superficie.

El principio LIDAR comenzó a introducirse en los tiempos pre-láser, antes de la invención del láser. A principios de la década de 1930 se empezaron a cartografiar partículas en la atmósfera, con la intención de medir los perfiles de la densidad del aire en la atmósfera. No sería hasta 1953 cuando se utilizó por primera vez el acrónimo LIDAR [15].

En 1938, los pulsos de luz se utilizaron por primera vez para medir las alturas de la base de las nubes. En 1960 se construyó el primer láser, un láser de rubí que unido con la aparición del láser Q-switched en 1962 provocó un rápido desarrollo de la tecnología LIDAR.

Se pueden encontrar diferentes tipos de LIDAR, dos de los más comunes son, por un lado, los LIDAR de tiempo de vuelo, que utilizan pulsos de láser cortos y miden el tiempo con el cual se emite cada pulso y el tiempo que tarda en volver tras ser reflejado. Y por otro lado se encuentran los LIDAR que se encargan de la topografía, estos tipos de LIDAR utilizan el mismo concepto que los de tiempo de vuelo, con la excepción de que combinan los resultados obtenidos con datos de la superficie u objeto de interés con el objetivo de mapear en 3D la superficie.

Por tanto, la tecnología LIDAR consiste en un sistema que posee una fuente de luz o de fotones, es decir, un emisor láser; otro sistema encargado de la detección de estos fotones y un circuito encargado medir la temporización que tardan los fotones emitidos en ser recibidos.

El éxito en el desarrollo del LIDAR ha estado en gran parte relacionado con el progreso en la tecnología óptica y electrónica, en particular del desarrollo de la tecnología

láser. Muchos instrumentos utilizan láseres específicamente diseñados para que el LIDAR cumpla las altas exigencias como son: la potencia del láser, longitudes de onda o la anchura de pulso [16].

Esta tecnología se ha utilizado y se usa en una gran diversidad de campos. Desde la realización de modelos de contaminación gracias a la capacidad de detectar partículas en el agua y en el aire, hasta en la restauración de edificios, mediante la captura de los detalles más minúsculos de estos, pasando por el mapeo y la cartografía que permiten la creación de mapas.

En el presente la tecnología LIDAR se está enfocando y empezando a implantar en los vehículos autónomos y drones [17][18] . Por otro lado, la capacidad de LIDAR permite producir mapas digitales y en 3D de los alrededores permite dar una autonomía a cualquier robot o vehículo.

2.5.2. CONFIGURACIÓN LIDAR

La configuración básica de un sistema LIDAR se muestra en la figura 2.23. En su estructura básica se pueden diferenciar cuatro etapas.

1. Láser (Transmisor). En esta etapa se configura el láser para generar pulsos de luz con determinadas propiedades espectrales. Los láseres actuales se encuentran altamente colimados, reduciendo de esta forma lo máximo posible la divergencia (ensanchamiento del rayo láser medido respecto a la distancia a la que se emite, medido en mili-radianes) de su haz.
2. Receptor. La detección de señal se puede realizar con receptores como telescopios, tubos fotomultiplicadores (PMT) o fotodiodos.
3. Adquisición.
4. Tratamiento de datos.

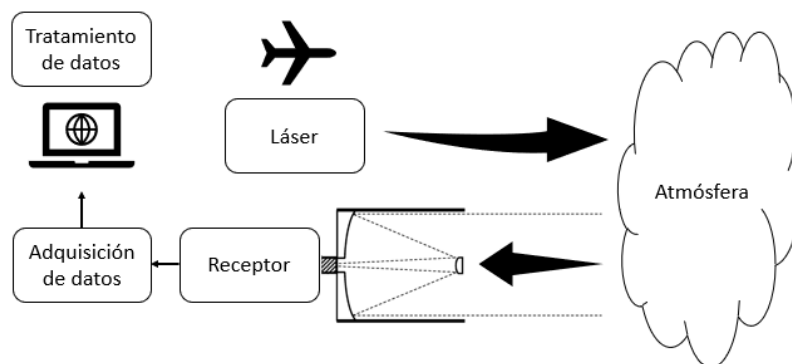


Figura 2.23. Configuración de un sistema LIDAR

2.5.3. DISPOSICIÓN GEOMÉTRICA EMISOR Y RECEPTOR

La disposición geométrica de la óptica del emisor y del receptor determinan el grado de compresión de la señal a distancias cercanas al LIDAR.

La señal de retorno del haz del láser puede variar con la distancia, además esta señal de retorno puede depender de otros factores como lo son del diámetro, la forma y la divergencia del haz del láser; el campo de visión del receptor o la ubicación de los ejes ópticos de emisor y receptor entre sí.

En sistemas coaxiales el haz láser se emite a lo largo del eje óptico del telescopio receptor, mientras que, en los sistemas biaxiales, los ejes ópticos están separados espacialmente por al menos un radio del espejo del telescopio y el haz láser entra en el campo de visión del telescopio desde el lado.

La función resultante de la combinación de todos los efectos geométricos se denomina función de superposición del campo de visión del receptor de haz láser. Su valor es cero en el LIDAR y se convierte en unidad cuando el haz de láser se visualiza completamente en el detector [15].

2.5.4 LIDAR CON FOTODIODO APD

Volviendo a la información que se comentó capítulo 2 de este trabajo sobre el APD, cuando un par electrón-hueco es generado por la absorción de fotones, el electrón (o el hueco) puede acelerar y obtener suficiente energía del campo para volver a colisionar con la red cristalina y en consecuencia generar otro par electrón-hueco, perdiendo parte de su energía cinética en el proceso. Este proceso se conoce como ionización por impacto. El electrón puede acelerar de nuevo, al igual que el electrón o hueco secundario, y crear más pares de electrón-hueco, de ahí el término "avalancha". Tras un pequeño tiempo de avalancha, se desarrolla una competencia entre la velocidad a la que se generan pares de electrón-hueco por ionización de impacto (análoga a una tasa de natalidad) y la velocidad a la que salen de la región de alto campo y se recopilan (análoga a una tasa de mortalidad).

Si la magnitud del voltaje de polarización inversa está por debajo de un valor conocido como voltaje de ruptura, la recolección gana la competencia, lo que hace que disminuya la población de electrones y huecos. La figura 2.24 ilustra el proceso de avalancha multiplicación en un diagrama de espacio-tiempo.

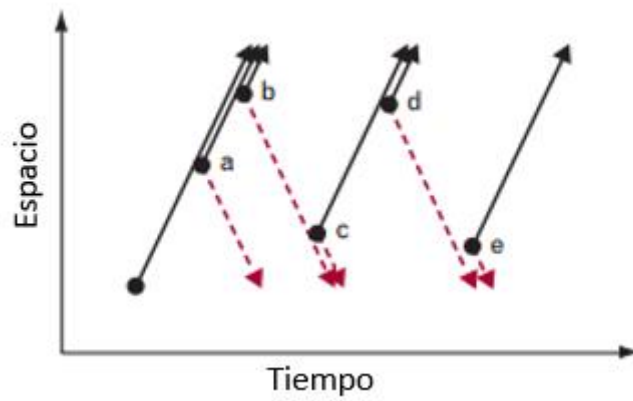


Figura 2.24. Multiplicación de avalancha ilustrada en un diagrama de espacio-tiempo[9].

Esta situación representa el modo de funcionamiento más común conocido de las APD.

Cabe destacar que el proceso de amplificación agrega ruido a la señal. La ganancia M propias de los APD produce un ruido excesivo, también llamado ruido de multiplicación, que empeora a medida que aumenta la ganancia M de un diodo, es decir, cuando mayor es la polarización en inversa mayor ruido de multiplicación posee el APD.

2.6. RELACIÓN SEÑAL –RUIDO

Por ruido se entiende toda perturbación no deseada que se suma sobre una señal o proceso de interés [19]. Es el ruido el que impide conocer de forma exacta una determinada señal. Existe distintos tipos de ruido que afectan a las señales. El principal tipo de ruido es el ruido blanco o gaussiano como el que se muestra en la figura 2.25[20].

Es importante destacar, que el tratamiento del ruido es un tema muy complejo y bastante delicado. En este proyecto se intenta dar una estimación sencilla de cómo una detección Lockin mejora una detección directa, pero en ningún momento se pretende analizar de forma exhaustiva el ruido de una señal.

En la parte superior de la figura 2.25 se observa la distribución temporal que posee el ruido, mientras que en la imagen inferior se muestra la distribución gaussiana del ruido blanco, donde σ^2 es la potencia del ruido.

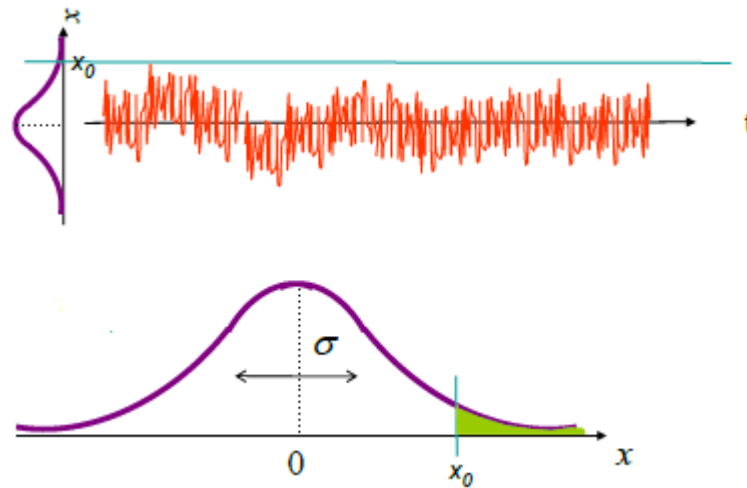


Figura 2.25. Ruido gaussiano [21]

Si se tiene una señal $s(t)$ con una tensión de pico a pico V_{pp} y se le añade ruido $n(t)$ obtendríamos la salida $r(t)$ de la figura 2.26.

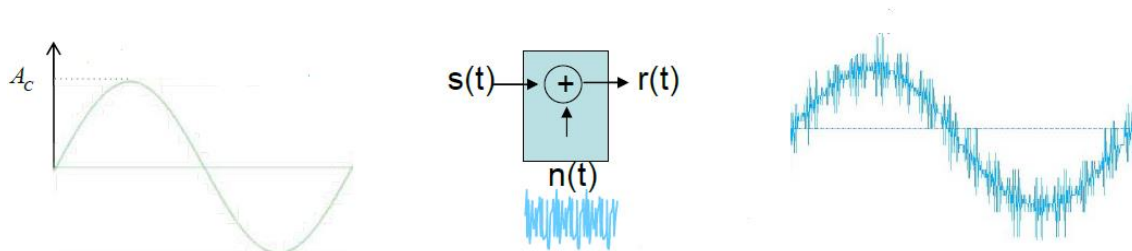


Figura 2.26. Adición de ruido a una señal [21]

Donde

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.27)$$

Uno de los parámetros que se emplean más habitualmente para el estudio del ruido y su repercusión en la transmisión y detección de una señal es la relación señal ruido o Signal to Noise Ratio (SNR)

Para estimar la SNR de una señal como la mostrada en la figura 2.26 se necesita la potencia de la señal P_s y la potencia del ruido P_N . Conociendo tanto la potencia de la señal como la potencia del ruido, entonces se puede estimar que,

$$SNR(dB) = 10 \cdot \log \frac{P_s}{P_N} \quad (2.28)$$

Ahora, es importante distinguir la SNR de la OSNR; cuando se utiliza el término SNR se pretende hacer referencia a la relación señal ruido eléctrica de una señal, mientras que cuando nos referimos al término OSNR, se pretende hacer referencia a la relación señal ruido óptica de una señal, como se definirá a continuación.

La OSNR medida en dB se puede definir como la relación que existe entre la potencia óptica de entrada de una señal y la potencia óptica de ruido a través de un canal óptico. La OSNR define la calidad de una señal óptica detectada y permite evaluar si la técnica de detección de una determinada señal es óptima o no.

Una vez introducido estos tres términos, ruido, SNR y OSNR, cabe recalcar que durante este proyecto solo se va a realizar una estimación de la SNR para comparar dos tipos de detecciones diferentes, y que en ningún caso se quiere hacer un estudio exhaustivo del tratamiento del ruido.

2.6.1. RUIDO EN DETECTORES

A la hora de trabajar con comunicaciones ópticas por medio de señales ópticas hay que tener en cuenta diferentes variables que disminuyen la relación señal ruido (SNR) de un determinado sistema. Estas variables se pueden definir como:

1. Ruido shot de disparo. Este ruido es inevitable debido a que los fotones que recibe los fotones llegan en intervalos de tiempo aleatorios y por tanto el número de electrones generados también lo es. El ruido de disparo o ruido shot se define mediante la siguiente ecuación

$$\langle i_s^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot I_F \cdot \Delta f \cdot M^2 \cdot f(M) \quad (2.29)$$

donde e es la carga del electrón, I_F es la corriente que pasa por el fotodiodo, Δf es el ancho de la frecuencia y tanto M^2 como $f(M)$ son parámetros propios de los

fotodiodos APD y M es la ganancia y $f(M)$ es el factor de exceso de ruido. El ruido de disparo siempre existe y la única manera de disminuirlo es reduciendo el ancho de banda.

2. Ruido oscuridad o corriente de fuga es el ruido producido por el detector debido a la corriente de oscuridad que circula por él tanto cuando le llegan fotones como cuando no

$$\langle i_d^2 \rangle = 2 \cdot e \cdot I_D \cdot \Delta f \cdot M^2 \cdot f(M) \quad (2.30)$$

donde I_D es la corriente de oscuridad del fotodiodo,

3. Ruido Térmico o ruido de Johnson es el ruido producido por el aumento de la temperatura en el fotodiodo debido a la agitación térmica de los electrones.

$$\langle i_T^2 \rangle = \frac{4KT}{R_L} \cdot \Delta f \quad (2.31)$$

donde K es la constante de Boltzmann del orden de $1,38 \cdot 10^{-23} J K^{-1}$, T es la temperatura absoluta y R_L es la resistencia de carga que posee en serie el fotodiodo. Para disminuir el ruido térmico es necesario un enfriamiento del dispositivo

Relacionando las ecuaciones de los diferentes ruidos definidos se obtiene la relación señal ruido de una señal cualquiera mediante la siguiente expresión,

$$\begin{aligned} \frac{S}{N} &= \frac{\text{potencia de la señal debido a la fotocorriente}}{\text{potencia de ruido}} \\ &= \frac{\langle i_F^2 \rangle \cdot M^2}{\langle i_s^2 \rangle + \langle i_d^2 \rangle + \langle i_T^2 \rangle} \end{aligned} \quad (2.32)$$

2.6.2. RELACION ENTRE SNR ELECTRICO Y SNR OPTICO

La potencia de señal eléctrica se puede definir mediante la siguiente expresión,

$$S_E = \frac{V^2}{R} = i^2 \cdot R \quad (2.33)$$

y la potencia de señal óptica como el producto vectorial de los campos eléctrico y magnético mediante la siguiente expresión,

$$P_{opt}(t) = |\vec{E}(t) \times \vec{B}(t)| = |\vec{E}(t)| \frac{|\vec{E}(t)|}{\eta} = \frac{|\vec{E}(t)|^2}{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}} \quad (2.34)$$

donde μ es la permeabilidad y ϵ la permitividad. Entonces

$$S_{opt} = \frac{|\vec{E}|^2}{\eta} \quad (2.35)$$

Por otro lado, las potencias de ruido óptico y eléctrico como medio cuadráticos se pueden definir mediante las siguientes expresiones:

$$N_E = \sigma_E^2 \cdot \frac{1}{R} \quad (2.36)$$

$$N_{Opt} = \sigma_{Opt}^2 \cdot \frac{1}{\eta} \quad (2.37)$$

Donde σ es la potencia media cuadrática. Se puede distinguir una dependencia de la resistencia en la potencia de ruido eléctrico mientras que por el contrario la potencia de ruido óptico posee una dependencia de η , la impedancia óptica de la fibra.

Una vez definidos las potencias de señal y de ruido eléctrico y óptico se puede definir la relación señal ruido eléctrico u óptico de un sistema

$$SNR_E = \frac{S_E}{N_E} = \frac{\frac{V^2}{R}}{\sigma_E^2 \cdot \frac{1}{R}} = \frac{V^2}{\sigma_E^2} = \frac{i^2 \cdot R}{\sigma_i^2 \cdot R} = \frac{i^2}{\sigma_i^2} \quad (2.38)$$

$$SNR_{Opt} = \frac{S_{Opt}}{N_{Opt}} = \frac{\frac{|\vec{E}|^2}{\eta}}{\sigma_{Opt}^2 \cdot \frac{1}{\eta}} = \frac{|\vec{E}|^2}{\sigma_{Opt}^2} \quad (2.39)$$

Hay que destacar que la potencia óptica es convertida en corriente eléctrica por medio de un fotodiodo. La relación entre la corriente u la potencia óptica que incide en el fotodiodo se define como la Responsividad (A/W) entonces

$$i_{señal} = S_{Opt} \cdot \mathcal{R} \quad y \quad i_{ruido} = N_{Opt} \cdot \mathcal{R} \quad (2.40)$$

Donde \mathcal{R} es la responsividad. Relacionando las ecuaciones obtenemos la relación entre la SNR eléctrico y la SNR óptico

$$\sqrt{SNR_E} = \sqrt{\frac{S_E}{N_E}} = \frac{i}{\sigma_i} = \frac{S_{Opt} \cdot R}{N_{Opt} \cdot R} = SNR_{Opt} \quad (2.41)$$

Mas detalle en [20].

Capítulo 3 DISEÑO INTERFAZ LOCKIN EN LABVIEW

En este capítulo se muestra el Diseño y código en LabView de la interfaz Lockin.

En una primera toma de contacto con la tarjeta de adquisición de LabView se muestra un pequeño estudio que muestra cómo se debe obtener correctamente una señal. Para ello se introducen el teorema de muestreo de Nyquist y la transformada de Fourier, que son dos conceptos claves para adquisición de datos.

Posteriormente se muestra el código en LabView y el panel frontal de este. Para esta explicación se ha dividido el código en tres partes diferente:

1. Código de la generación de señales.
2. Código de la adquisición de señales.
3. Código del funcionamiento del Lockin y demodulador Lockin.

Estas tres partes son explicadas con recortes del código con comentarios durante este capítulo y en el propio código. Además, se muestra cómo queda el panel frontal de la interfaz de LabView del Lockin con el que se trabaja para realizar los ensayos.

Para la realización de la interfaz del amplificador Lockin se ha utilizado el software de National Instruments LabView.

El objetivo principal de esta interfaz es el procesado de la señal. Se adquiere una señal que muestra una adicción de ruido y después utilizando la teoría de funcionamiento de los amplificadores Lockin, se obtiene la señal de interés escondida bajo ese ruido con el que había sido adquirida.

Para la adquisición de la señal de entrada de esta interfaz se ha utilizado una tarjeta de adquisición de datos, concretamente la NI USB-6009. Algunas características de esta tarjeta de adquisición son:

- 4 entradas analógicas.
- 2 salidas analógicas con tensión entre 0V y 5V.
- 10 puertos digitales.
- 2 fuentes de tensión: una de 2,5V y otra de 5V.
- 1 pin configurable como trigger.

La tasa máxima de muestreo es de 48kS/s y posee únicamente un convertidor analógico digital para todas las entradas analógicas. Si se utiliza más de una entrada analógica la tasa de muestreo se divide en el número de canales usados [22].

3.1. TEOREMA DE MUESTREO O NYQUIST

El primer paso es entender correctamente como se debe muestrear una señal para adquirirla correctamente y no perder ninguna información de ella. Para realizar correctamente esta tarea es importante tener en cuenta el teorema de muestreo de Nyquist. Este teorema se explica de una forma muy general en el grado y por ello se introduce en este trabajo en un apartado, con el objetivo de plasmar de forma clara y concisa en que consiste y como se debe utilizar para una correcta adquisición de una señal cualquiera.

El teorema de Nyquist demuestra que se puede reconstruir cualquier señal periódica si la tasa de muestreo es mayor que el doble de su ancho de banda, es decir, si se cumple la siguiente relación [23]:

$$f_s \geq 2 \cdot f_{nyq} \quad (3.1)$$

Siendo f_{nyq} la llamada frecuencia de Nyquist, la frecuencia máxima de cualquier componente que posee la señal que se quiere adquirir y f_s la frecuencia mínima a la que se debe muestrear. Es decir, si queremos adquirir una señal de 25 Hz según la ecuación 3.1 se debe adquirir con una frecuencia mínima a una frecuencia igual o superior de 50 Hz.

En la figura 3.1 se genera una señal a una frecuencia de 1Hz y se muestra lo que se adquiriría si se muestreara con una frecuencia de 1Hz.

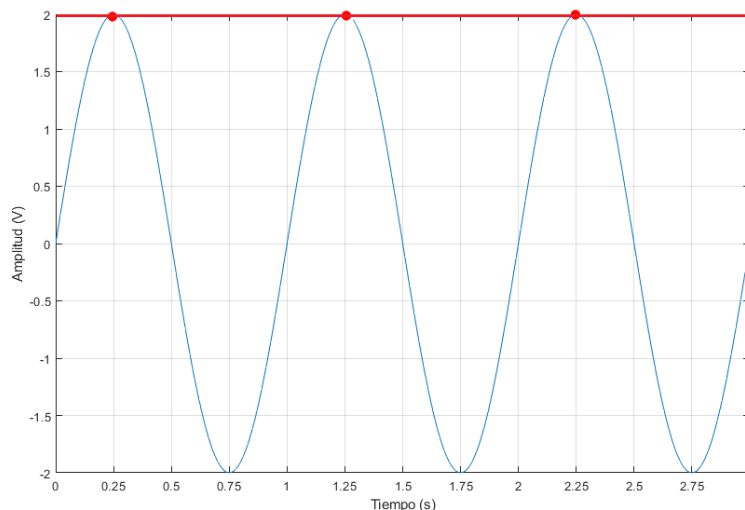


Figura 3.1. En rojo la señal adquirida cuando la frecuencia de muestreo es igual que la frecuencia de la señal original

Como se puede observar, adquiriríamos una recta por lo tanto perderíamos gran parte la información de la señal que deseamos adquirir. En la figura 3.2 se observa que al muestrear a una frecuencia cercana al doble de la señal que se quiere adquirir se puede obtener una reconstrucción más exacta de la onda deseada.

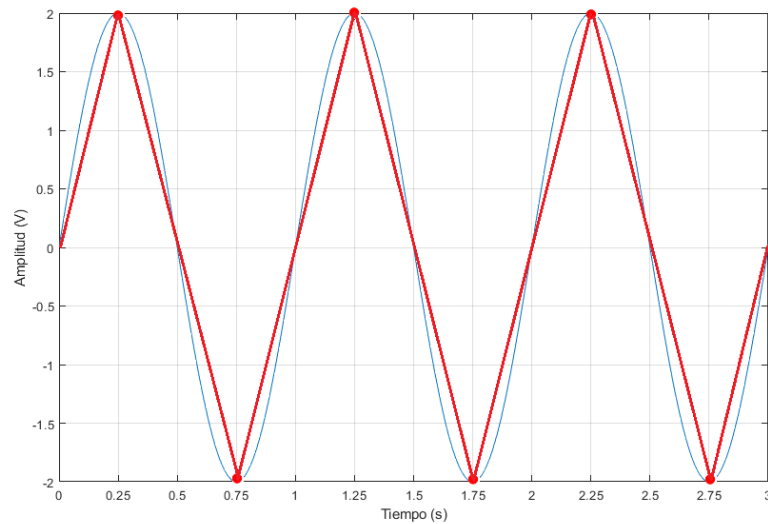


Figura 3.2. En rojo la señal adquirida cuando la frecuencia de muestreo es el doble que la frecuencia de la señal original

En la figura 3.3 se intenta mostrar cómo se obtendría la señal que se muestra en las gráficas superiores, al utilizar a diferentes frecuencias, frecuencias mínimo del doble de la que se desea adquirir.

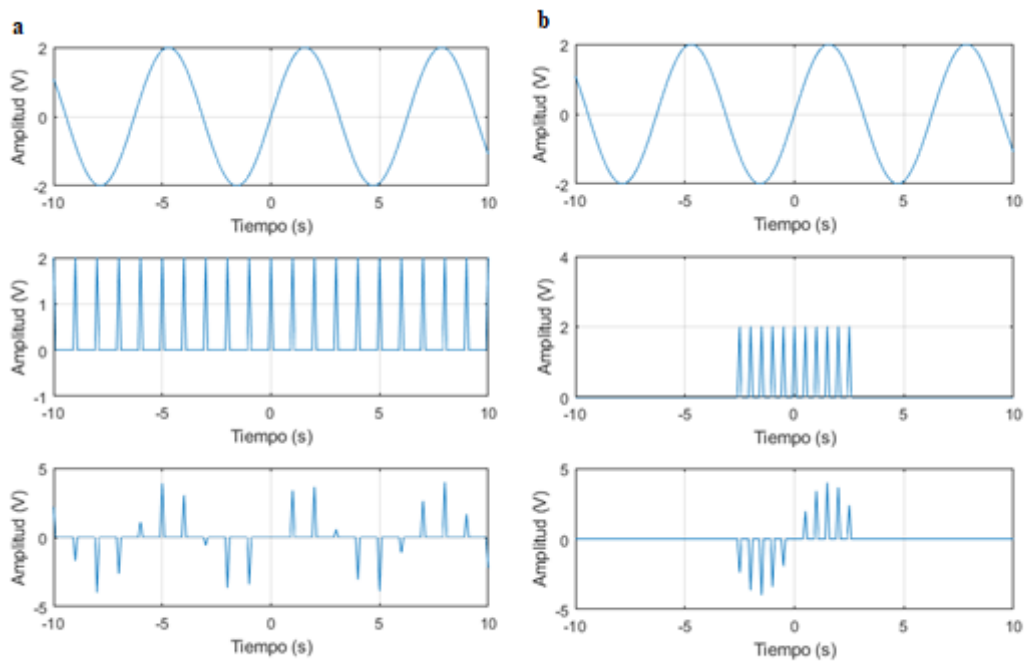


Figura 3.3. La figura a muestra la señal adquirida a una frecuencia de muestreo del doble de la señal originada. En la figura b se muestra la señal adquirida a una frecuencia de muestreo de cuatro veces la frecuencia de la señal original.

3.2. TRANSFORMADA DE FOURIER

Toda señal analógica periódica ya sea senoidal, cuadrada o triangular es posible representarla como una suma de ondas senoidales con diferentes frecuencias, amplitudes y fases [24]. Teniendo en cuenta esto, cualquier función periódica se puede descomponer en una suma de componente senoidales:

$$V = A_0 + A_1 \cdot (2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_1) + A_2 \cdot (2\pi \cdot 2f \cdot t + \varphi_2) + A_3 \cdot (2\pi \cdot 3f \cdot t + \varphi_3) + \dots \quad (3.2)$$

A esta forma de descomponer la señal se la denomina Transformada de Fourier. La transformada de Fourier permite obtener una señal en el dominio de la frecuencia a partir del dominio del tiempo. De esta forma se obtiene el espectro de cualquier señal periódica.

El espectro de una onda posee todas las ondas de diferentes amplitudes, frecuencias y fases que la forman. A la frecuencia de la onda que predomina se la llama fundamental, mientras que a las que son múltiplo de esta, se las denomina armónicos.

El espectro armónico de onda cuadrada es diferente al de una onda senoidal. En una señal cuadrada, la amplitud de cada armónico se va reduciendo conforme crece la frecuencia, como se puede ver en la figura 3.4.

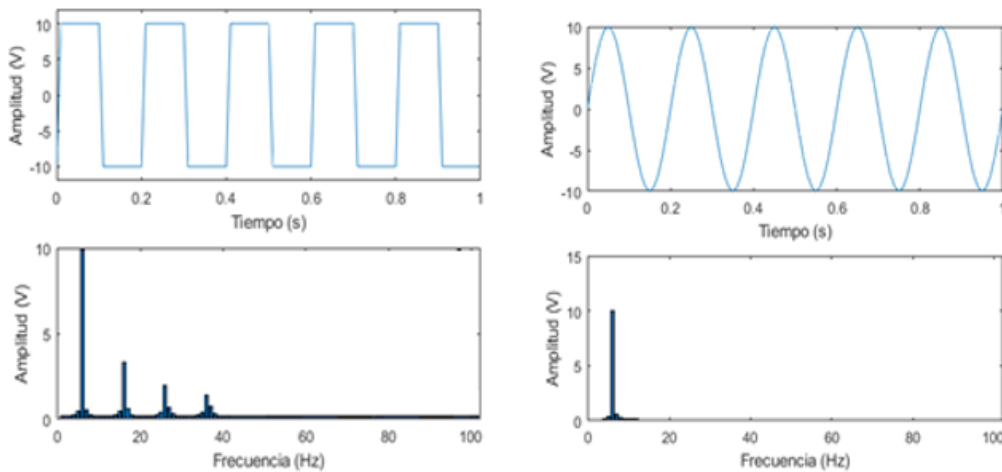


Figura 3.4. Comparación del espectro de una onda cuadrada y una senoidal

A continuación, se muestra la suma de dos señales senoidales con un tiempo de muestreo de 0.01 s. Las señales poseen las siguientes características:

$$V_1 = 10 \cdot \sin(2\pi \cdot 7 \cdot t) \quad (3.3)$$

$$V_2 = 8 \cdot \sin(2\pi \cdot 5 \cdot t + 1) \quad (3.4)$$

La gráfica inferior de la figura 3.5 muestra la suma en el tiempo de estas dos señales.

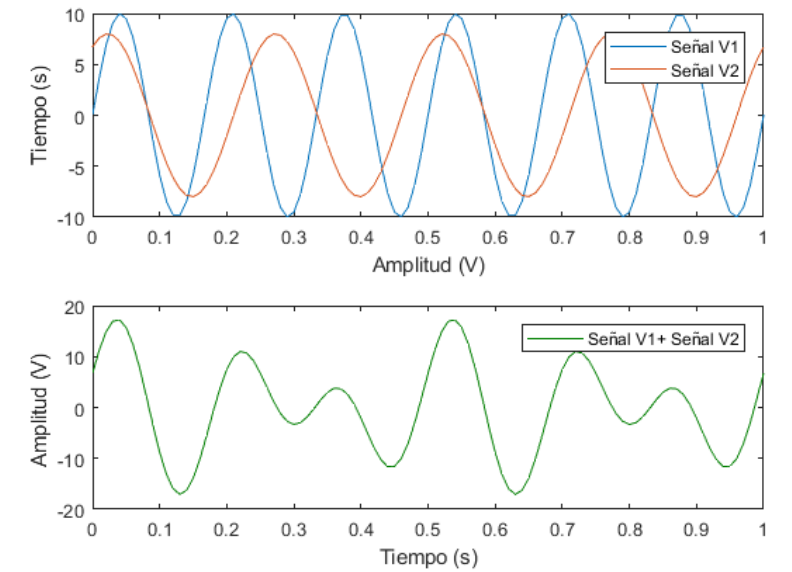


Figura 3.5. Señales respecto al dominio del tiempo cuando el tiempo de muestreo es 0.01

Posteriormente la señal obtenida tras la suma de V_1 y V_2 es mostrada respecto a la frecuencia gracias a la transformada de Fourier. Como se observa en la figura 3.6, se obtienen dos picos de tensión: Uno a 8 V a una frecuencia de 5 Hz, y otro a 10 V con una frecuencia de 7 Hz.

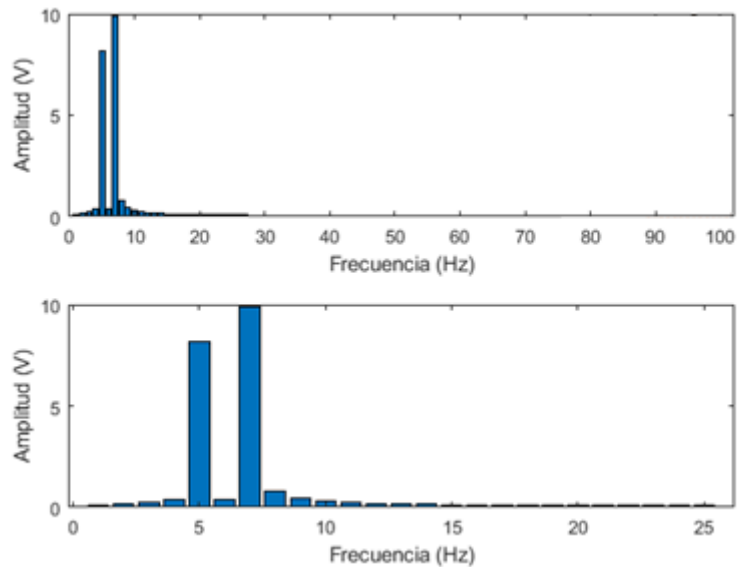


Figura 3.6. Señal respecto al dominio de la frecuencia cuando el tiempo de muestreo es 0.01

Teniendo en cuenta la transformada de Fourier de una señal, los armónicos mostrados se corresponden a las señales V_1 , el de 10V y el inferior de 8V a la señal V_2 . Los armónicos que aparecen alrededor de ellos se obtienen debido al tiempo de muestreo.

que se ha utilizado. El valor medio de la señal es 0V y por ello en el espectro no aparece nada a esa frecuencia.

Si el tiempo de muestreo se cambia a 0,001, se estará muestreando a una frecuencia superior. Al cambiar el tiempo de muestreo y utilizar la transformada de Fourier se obtienen la figura 3.7.

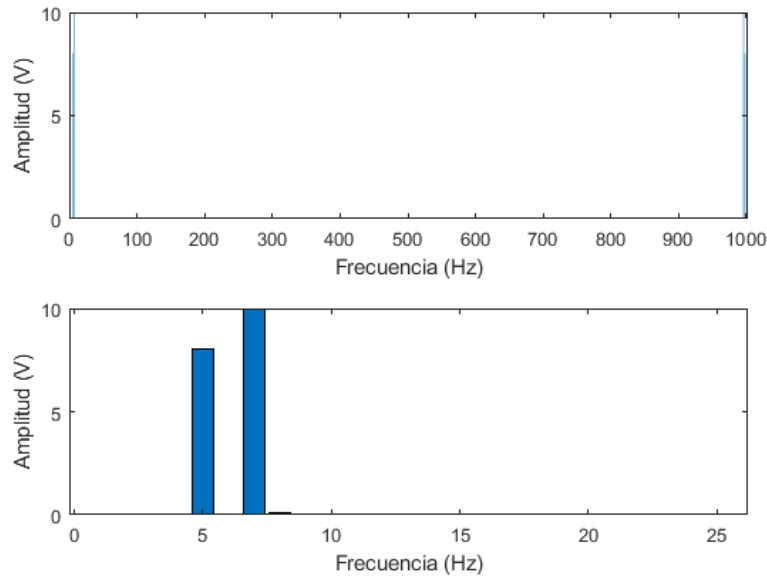


Figura 3.7. Señal respecto al dominio de la frecuencia cuando el tiempo de muestreo es 0.001

Al comparar la figura 3.6 con la figura 3.7, se observa que al aumentar la frecuencia de muestreo todos los armónicos que aparecían alrededor de las frecuencias de 5 y 7 Hz desaparecen.

La transformada de Fourier se puede utilizar para eliminar el ruido acoplado a una señal, mediante la descomposición de esta. En la figura 3.8 se muestra una señal senoidal con algo de ruido. La señal que se encuentra bajo el ruido posee la siguiente ecuación de onda.

$$V_1 = 10 \cdot \sin(2\pi \cdot 5 \cdot t) \quad (3.5)$$

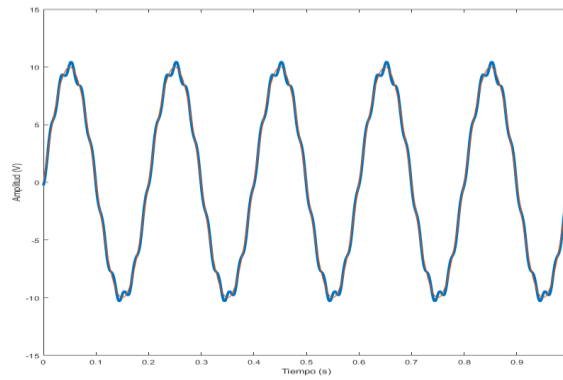


Figura 3.8 Señal V_1 con ruido

Si se utiliza la transformada de Fourier para descomponer la señal con ruido en la suma de los diferentes armónicos, se observa un armónico de 10 V que corresponde a la señal V_1 . Los armónicos cercanos a la frecuencia de V_1 aparecen debido al tiempo de muestreo. Por el contrario, los armónicos alrededor de 50 Hz se asocian con el ruido que posee la onda mostrada en la figura 3.9.

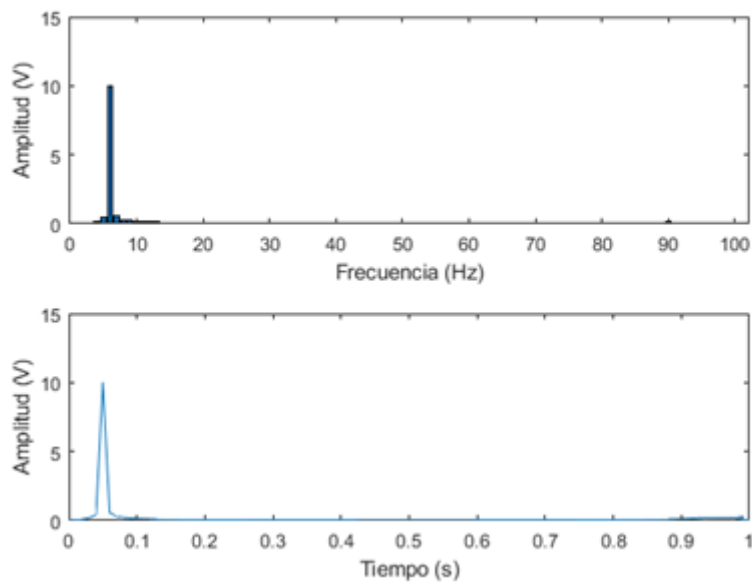


Figura 3.9. Señal con ruido respecto al dominio de la frecuencia

Al identificar esos armónicos como el ruido que posee la señal V_1 , se pueden eliminar y el espectro de la señal quedaría como el que se muestra en la figura 3.10.

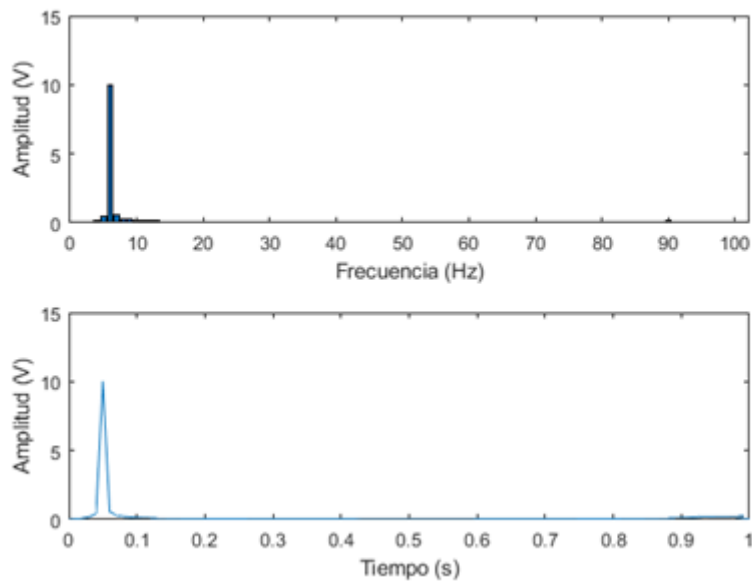


Figura 3.10. Señal respecto al dominio de la frecuencia sin los armónicos asociados al ruido

Tras eliminar los armónicos asociados al ruido se puede representar la señal que se obtendría a partir del diagrama frecuencia de la figura 3.10 obteniendo la señal V_1 , que se muestra en la figura 3.11.

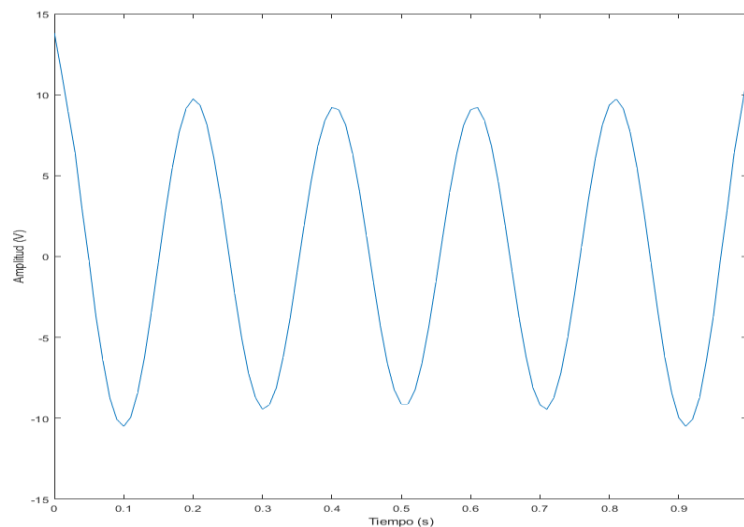


Figura 3.11. Señal V_1 tras eliminar los armónicos procedentes del ruido

3.3. INTERFAZ DEL AMPLIFICADOR DE BLOQUEO O LOCKIN EN LABVIEW

Para la elaboración de la interfaz de un amplificador Lockin en LabView se han distinguido tres etapas diferentes:

- Generación de la señal utilizando DAQ Assistant.
- Adquisición de la señal utilizando DAQ Assistant.
- Demodulador Lockin.

3.3.1. GENERACIÓN DE LAS SEÑAL

Una vez abordada la importancia de muestreo, se comenzó con la familiarización del entorno de LabView y de la tarjeta de adquisición USB-6009. En un primer paso se elaboró un .vi donde se generaban diferentes señales por los puertos de salidas analógicas, como señales senoidales y señales cuadradas. Estas señales se fueron generando con diferentes características como diferentes frecuencias, amplitudes y fases. Se comprobó que se generaban correctamente gracias, tanto a diferentes las gráficas como las mostradas en la figura 3.12, que muestran la generación de estas señales en el panel frontal de LabView, como mediante la utilización de un osciloscopio.

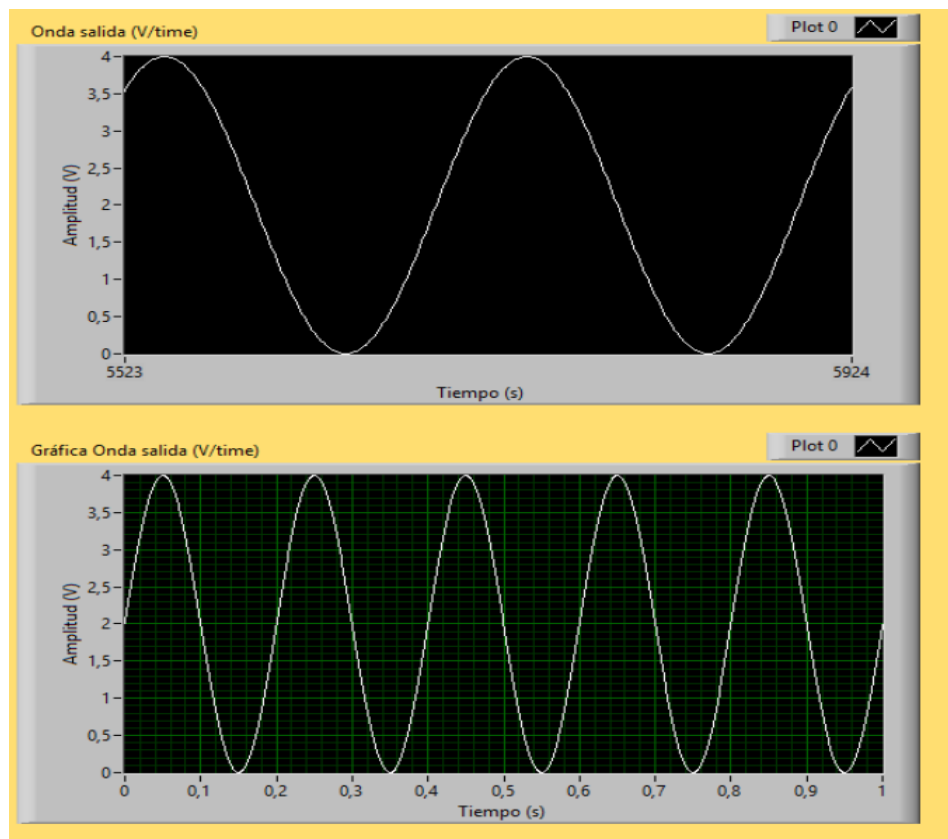


Figura 3.12. Generación de señales con USB-6009

El código en LabView para la generación de señales es el mostrado en la figura 3.13.

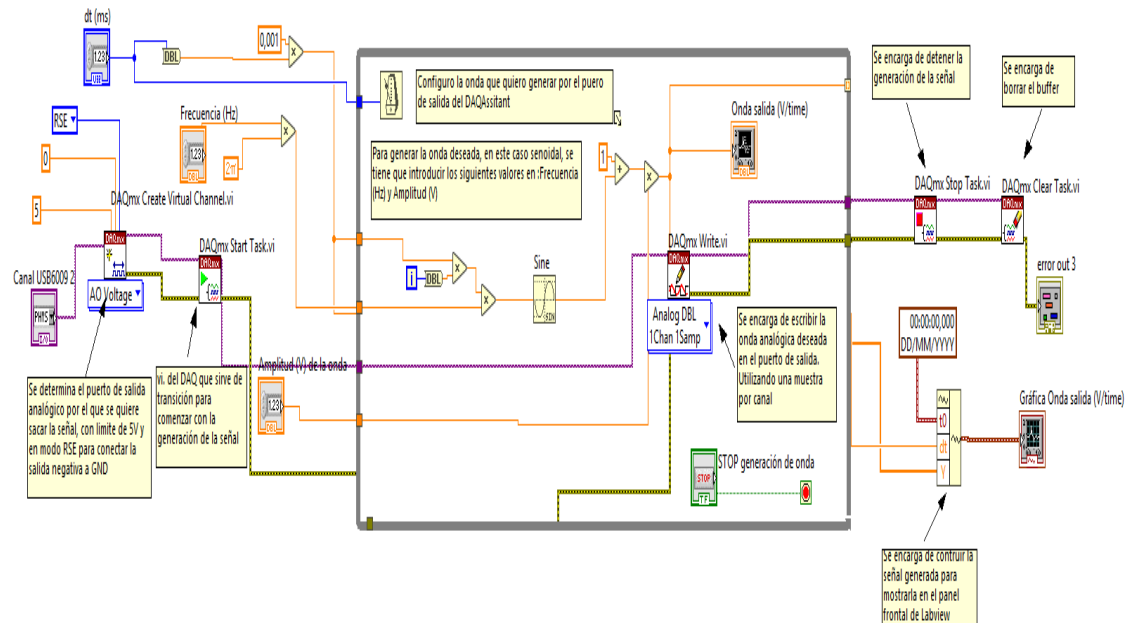


Figura 3.13. Código completo en LabView de la generación de señales

Para la explicación del código se va a dividir está en diferentes figuras.

En la figura 3.14 se muestran dos vi. configurables del DAQ Assistant:

- DAQmx Create Virtual Channel: permite la configuración del puerto de salida.
- DAQmx Start Task: indica cuando debe comenzar la tarea que se encarga de la generación de la señal.

Y tres controles a los que tiene acceso el usuario en el panel frontal que permiten generar una señal con las propiedades deseadas. Estos indicadores son:

- Amplitud (V).
- Frecuencia (Hz).
- dt(ms).

En la figura 3.16 se observa cómo se forma la señal para mostrar en el panel frontal de LabView que se está generando la señal deseada. Por otro lado, se utilizan otros dos vi. de DAQ Assistant:

- DAQmx Stop Task: se encarga de parar la generación de la señal y vuelve al estado en que estaba la tarea antes de que se ejecutara DAQmx Start Task.
- DAQmx Clear Task: borra el buffer de salida y libera todo el espacio reservado por la tarea de la generación de onda.

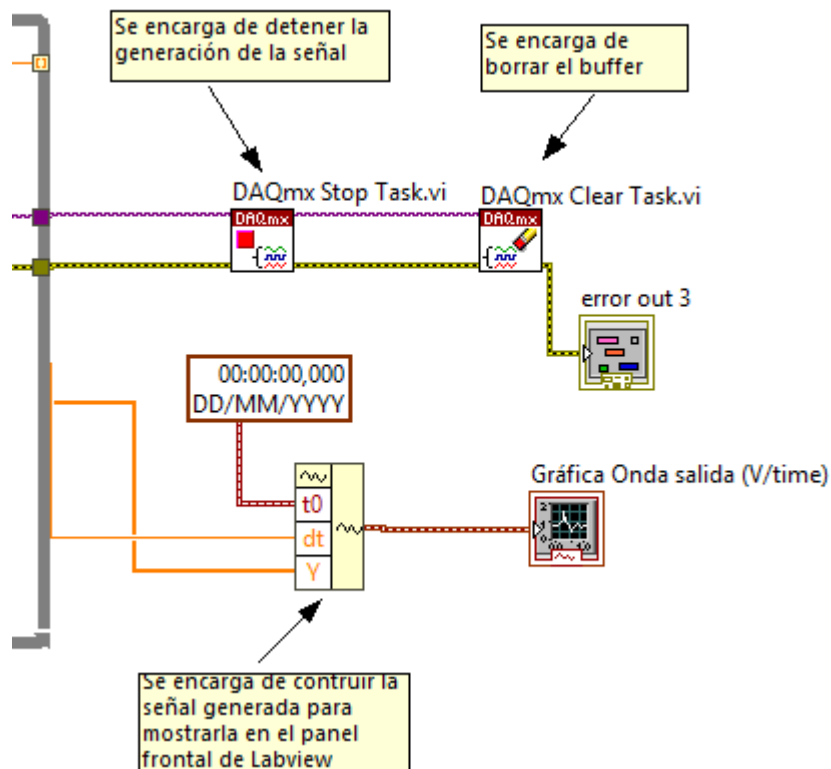


Figura 3.16. Código en LabView de la generación de señales (3)

Por tanto, la etapa de generación de señales en el panel frontal de LabView es mostrada en la figura 3.17.

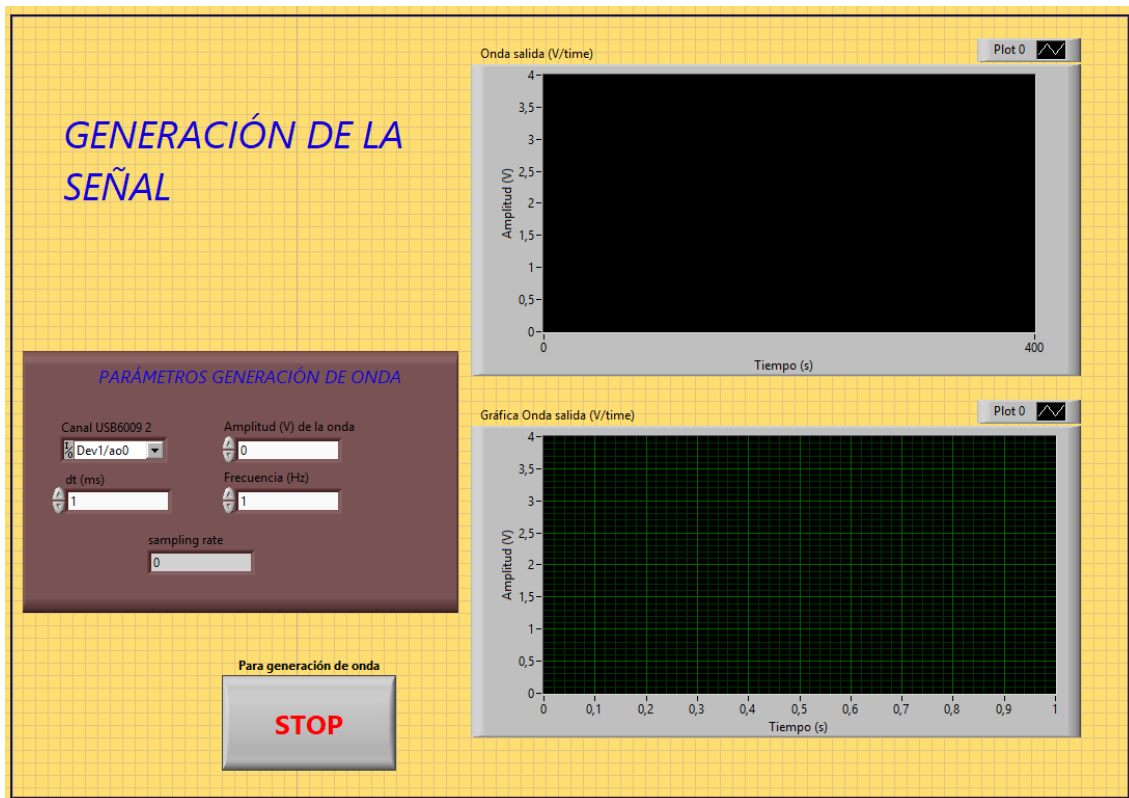


Figura 3.17. Etapa de generación de señales en el panel frontal de LabView

3.3.2. ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL

Para una primera prueba de adquisición, se puenteo las salidas analógicas de la tarjeta de adquisición con una de las entradas analógicas con el fin de adquirir la misma señal que se estaba generando. Eligiendo una buena tasa de muestreo se puede apreciar como en la figura 3.18 se adquiere correctamente una señal cualquiera mediante la interfaz de LabView.



Figura 3.18. Ejemplo de adquisición de señales con USB-6009

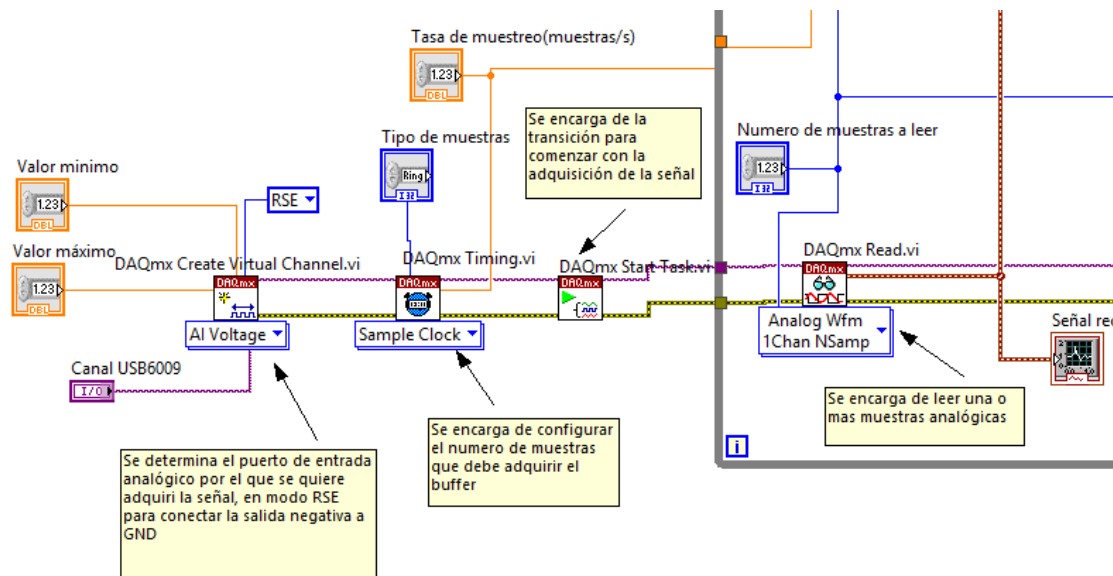


Figura 3.19 Código en LabView de la adquisición de señales

En la figura 3.19 se muestra el código en LabView para adquirir la señal a partir de la utilización de diferentes vi. del DAQ Assistant como:

- DAQmx Create Virtual Channel: permite configurar el puerto de entrada analógica deseado de la tarjeta de adquisición.
- DAQmx Timing: configura el muestreo del puerto analógico de entrada.
- DAQmx Start Task.
- DAQmx Read: Se encarga de leer el número de muestras solicitado.

La etapa de adquisición posee 3 controles importantes, a los cuales se puede acceder y modificar en el panel frontal de LabView que son:

- Tasa de muestreo (muestras/segundo).
- Número de muestras a leer.
- Tipo de muestras: permite elegir el modo de las muestras entre muestras continuas, finitas o programadas por el hardware.

Estos tres controles son los que permiten una buena o mala adquisición de una señal y hay que configurar teniendo en cuenta el teorema de muestreo de Nyquist, comentado anteriormente.

Por tanto, la etapa de adquisición de señales queda de la siguiente forma en el panel frontal de LabView.

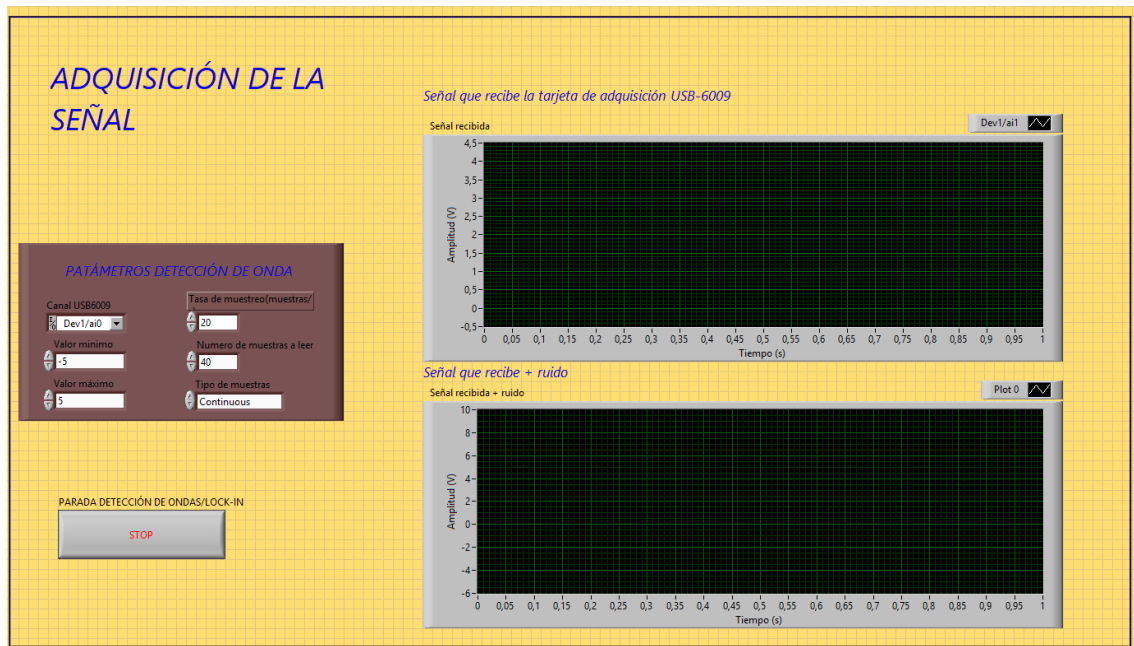


Figura 3.20. Etapa de generación de señales en el panel frontal de LabView

3.3.3. INTERFAZ LOCKIN Y DEMODULADOR LOCKIN

Para realizar esta parte de la interfaz se han tenido en cuenta los principios básicos y los objetivos de un amplificador Lockin comercial. Las entradas que le deben llegar al demodulador del amplificador de bloqueo deben de ser señales cualesquiera escondidas bajo un ruido, de la cual se conoce la frecuencia y la forma. Y su salida, una vez eliminado el ruido por el demodulador deberá ser el de la señal de interés.

En la figura 3.21 se muestra el código desde parte de la adquisición de la señal, hasta su resultado representado en la gráfica (Amplificador Lockin), pasando por el vi del Demodulador Lockin. En las figuras 3.23 y 3.24 se muestra con más detalle esta etapa.

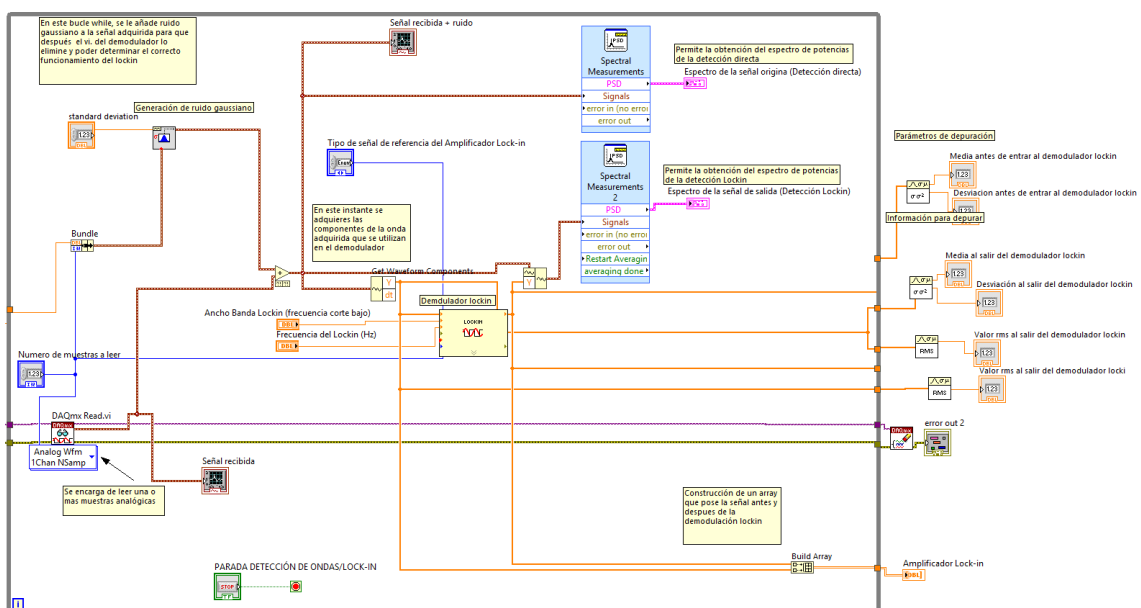


Figura 3.21. Código en LabView Lockin

En la figura 3.22 se observa como la señal adquirida a través del DAQmx Read se le suma un ruido gaussiano blanco, el cual se puede configurar por medio de su desviación estándar. Se pueden probar con diferentes valores de desviaciones hasta encontrar el límite de relación señal ruido capaz de encontrar la interfaz Lockin. El vi. que produce ruido gaussiano solo existe cuando se realizan los ensayos sin etapa electrónica (ver figura 59). Cuando se realizan con el dispositivo láser y fotodiodo APD el vi. es eliminado ya que la señal ya posee ruido del exterior y de los propios componentes.

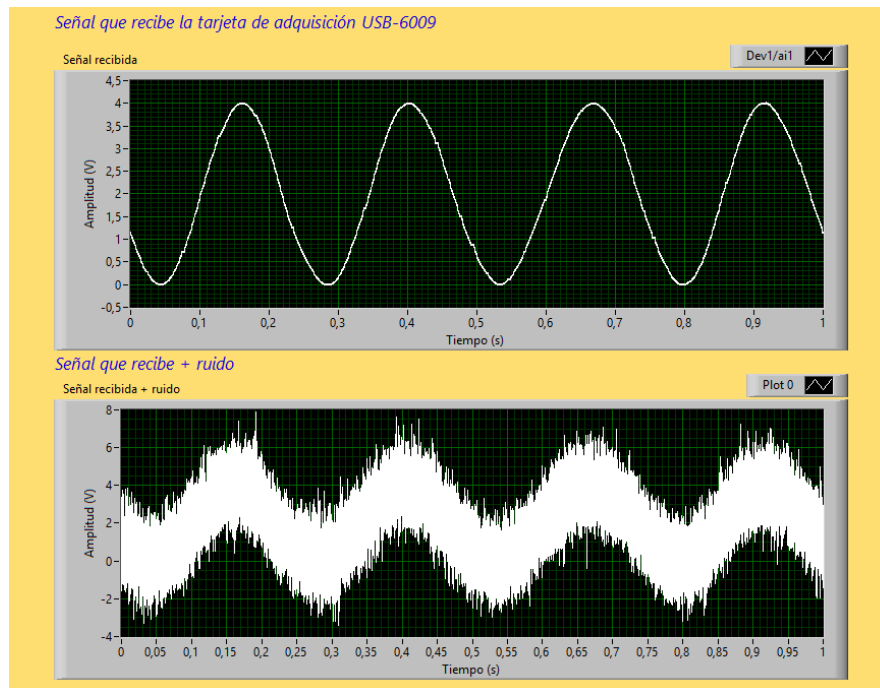


Figura 3.22. Adquisición de señales con USB-6009 añadiéndole ruido

En la figura 3.23 se ve cómo se obtienen las componentes de la onda adquirida una vez sumado el ruido, que es una de las entradas al vi. del demodulador Lockin. Y 4 controles a los que se puede acceder desde el panel de frontal de LabView:

- Ancho Banda Lockin (frecuencia corte bajo): Permite ajustar el ancho de banda que va a utilizar el amplificador Lockin para filtrar la señal.
- Frecuencia del Lockin: Permite ajustar la frecuencia a la que se debe buscar la señal generada, que deberá corresponder con la frecuencia de esta.
- Número de muestras a leer.
- Tipo de Señal de referencia del Amplificador Lockin: senoidal, cuadrada o triangular.

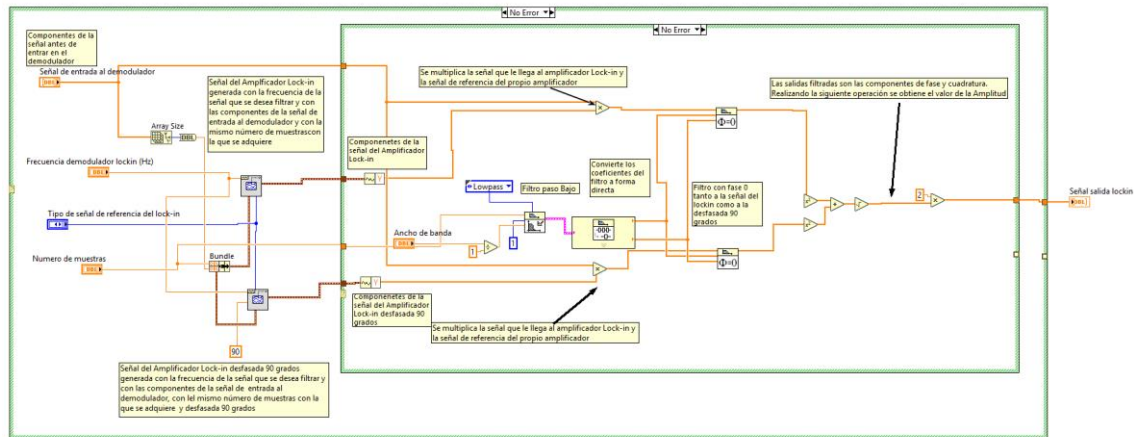


Figura 3.25. Código en LabView Demodulador Lockin

Parte del código se observa con mayor detalle en la siguiente, la figura 3.26.

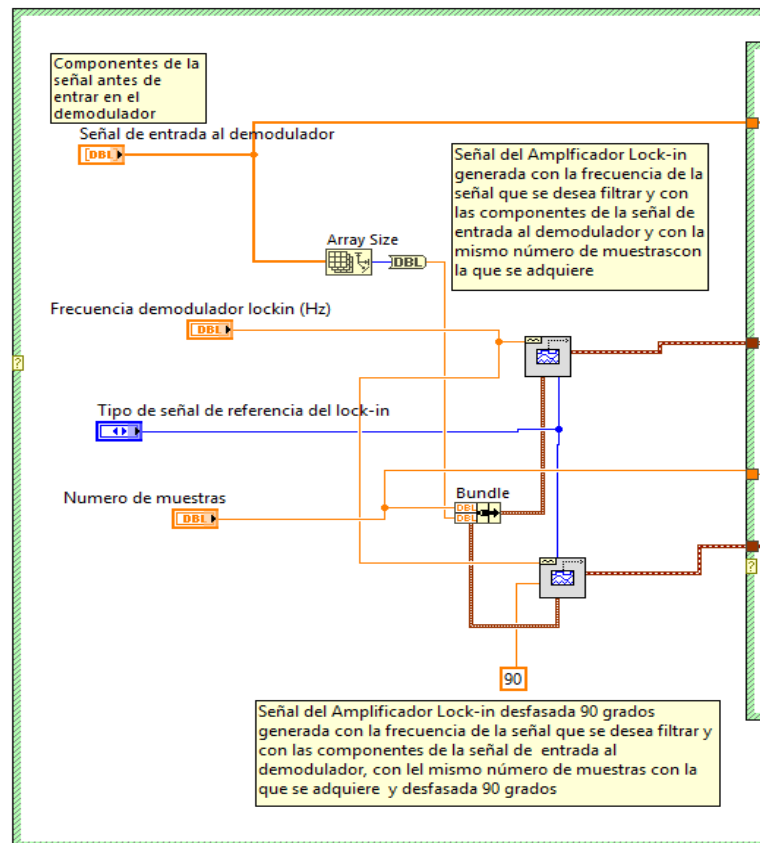


Figura 3.26. Código en LabView Demodulador Lockin (1)

Las entradas al demodulador Lockin son las mismas descritas anteriormente. Con la ayuda de esas entradas y siguiendo las técnicas de los amplificadores Lockin comerciales se generan dos señales distintas:

- Señal del Amplificador Lockin, cuyas características son: Frecuencia (Hz) de la señal que se desea encontrar, la información de muestreo de la señal de entrada al demodulador Lockin y el número de muestras.

- Señal del Amplificador Lockin desfasada 90 grados. Esta señal posee las mismas propiedades que la anterior con la excepción de que se encuentra desfasada 90 grados respecto a ella.

En la figura 3.27, se aprecia como la señal de entrada al demodulador Lockin se multiplica, por un lado, por la Señal del Amplificador Lockin y por otro lado por Señal del Amplificador Lockin desfasada 90 grados continuando con los principios de un amplificador Lockin. Posteriormente se utilizan dos filtros paso bajo para filtrar ambas señales y utilizando la ecuación (2.17) se obtiene la señal buscada.

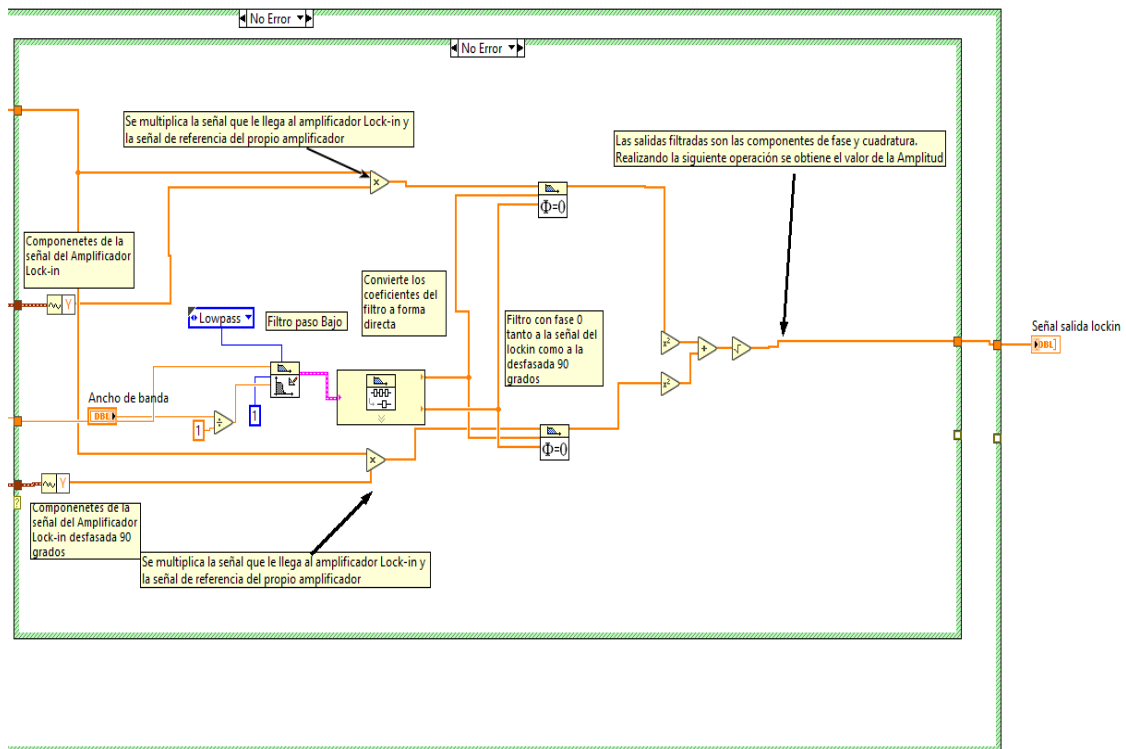


Figura 3.27. Código en LabView Demodulador Lockin (2)

Como se ha mostrado, el código sigue la misma funcionalidad que un amplificador Lockin comercial, como el estudiado durante el capítulo 3 de este trabajo.

Por tanto, el resultado de la etapa del amplificador Lockin en el panel frontal de LabView se muestra en la figura 3.28. Por otro lado, en la figura 3.29 se muestra el espectro que se obtiene de ambas detecciones.

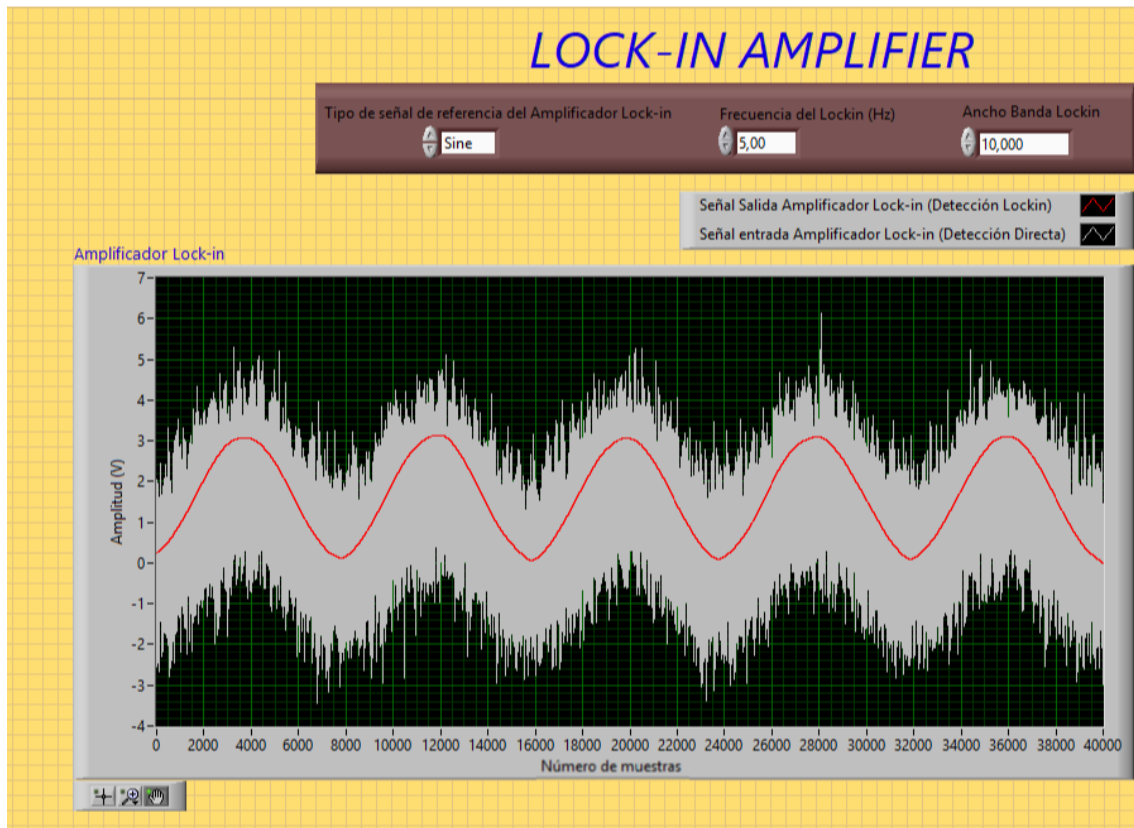


Figura 3.28. Comparación entre la señal de entrada y salida de la interfaz que simula un amplificador Lockin

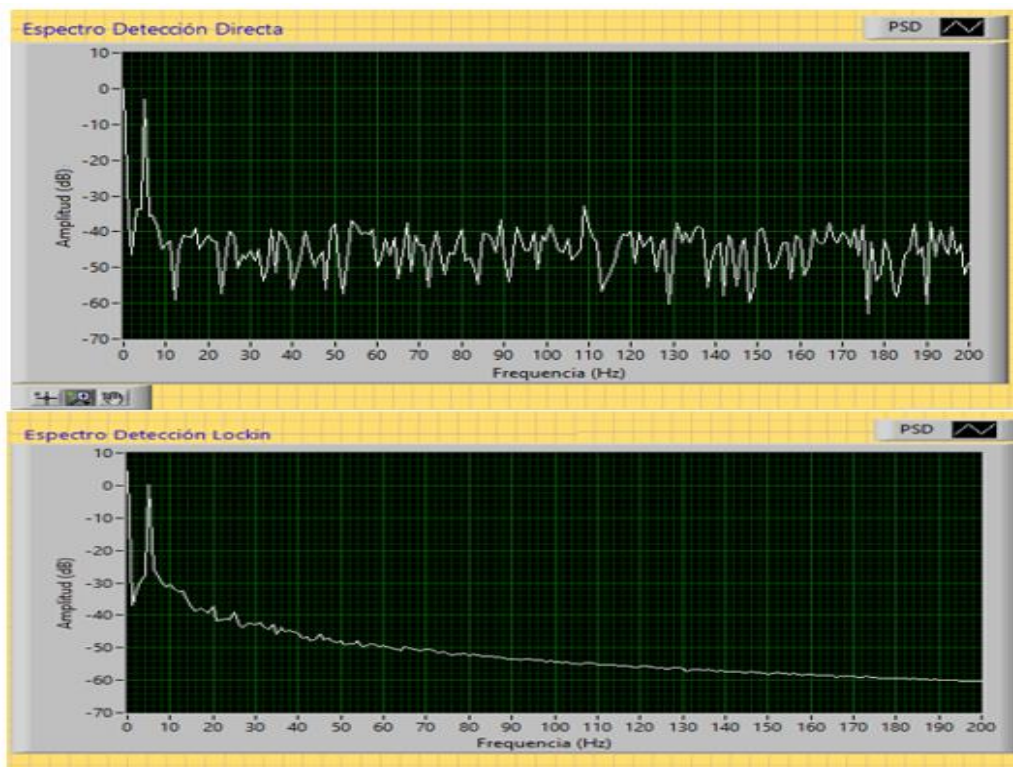


Figura 3.29. Espectro de una detección directa y una detección Lockin

En esta gráfica se muestran las dos detecciones superpuestas, detección directa y detección Lockin, con el objetivo de facilitar una comparación de ellas.

En blanco se muestra los resultados obtenidos de una detección directa, es decir, una señal sin tratamiento de ruido, mientras que en rojo se muestra la misma señal, pero a través de una detección Lockin, usando los principios básicos de este, y por tanto con tratamiento de ruido. A simple vista se observa que la detección Lockin mejora la detección directa. En el capítulo 5. *Resultados y análisis* se muestran más ejemplos de cómo se comporta esta interfaz. En él se analizarán los resultados que se obtienen a partir de dos ensayos diferentes. En el primero de ellos se estudiará la SNR de ambas detecciones sin etapa optoelectrónica, es decir, utilizando solo la tarjeta NI-USB6009, mientras que en la segunda se implementará una etapa optoelectrónica a partir de un diodo láser y de un fotodiodo APD y se analizará la respuesta de este mediante ambas detecciones.

Capítulo 4 DISEÑO DE CIRCUITOS EMISOR Y RECEPTOR

En este capítulo se muestra el diseño del circuito emisor encargado de que el láser emita pulsos de luz modulada y el diseño del circuito receptor encargado de recibir la potencia óptica emitida por el láser.

En ambos circuitos se nombra que componentes se han utilizado y el porqué de su utilización. Por otro lado, también se comenta las ventajas que poseen tanto el circuito emisor como el receptor en relación a las necesidades actuales.

4.1. CIRCUITO EMISOR

El objetivo de este circuito emisor es el de polarizar debidamente el diodo láser para posteriormente añadirle una señal modulada con la que el láser pueda operar correctamente.

Existen diferentes encapsulados de diodo láser, unos de los más comunes son aquellos que en el propio encapsulado donde se encuentra el diodo (LD), poseen además un fotodiodo (PD), cuyo fin es el de monitorizar la potencia óptica que se emite, además de permitir estabilizar la potencia de emisión si se desea.

El diodo tipo LD-PD, que es el que se va a utilizar en este proyecto, posee tres topologías diferentes. Estas topologías se pueden ver en la siguiente figura

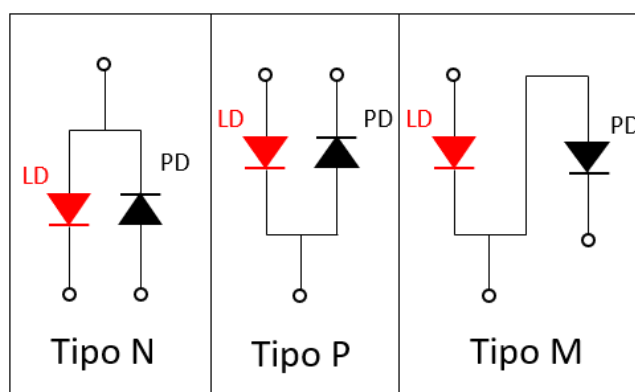


Figura 4.1. Topologías de un diodo láser con tres conexiones

El diodo láser utilizado es un diodo tipo LD-PD de la familia HL6501MG. Se trata de un diodo láser de AlGaInP de 0,65 mm de banda. El láser HL6501MG se caracteriza por tener una configuración 'P' y opera entre una longitud de onda (λ) de 645 nm y 665 nm. Utilizando la ecuación 2.10 de la potencia óptica se ha caracterizado el diodo láser HL6501MG utilizado. Experimentalmente se ha obtenido que a temperatura ambiente el diodo láser utilizado posee una corriente de umbral (i_{th}) de 20 mA. Por tanto,

la curva PI obtenida que caracteriza el diodo láser utilizado a una temperatura ambiente de 25 grados es mostrado en la figura 4.2.

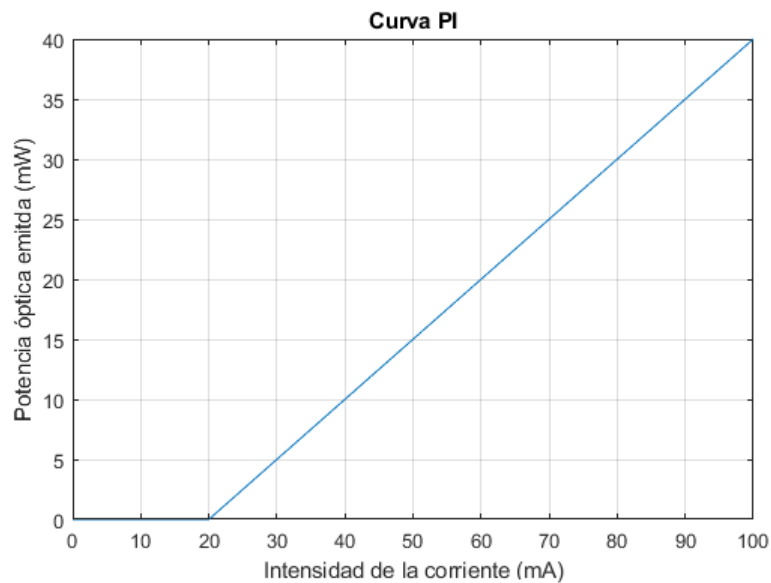


Figura 4.2. Curva Potencia Óptica Emitida vs Intensidad de la corriente del láser HL6501MG

Una vez obtenida la curva PI del diodo láser se diseña un circuito que mantenga una corriente de bias constante por el láser de tal forma que este siempre esté en funcionamiento y a partir de la cual se le puede añadir una señal modulada de tal forma que $i_{bias} - i_{mod} > i_{th}$. Se fija una corriente de bias de 60 mA ya que a partir de ella se le pueden añadir un gran rango de señales moduladas de diferentes amplitudes sin llegar a trabajar por debajo de la corriente de bias (ver figura 4.3)

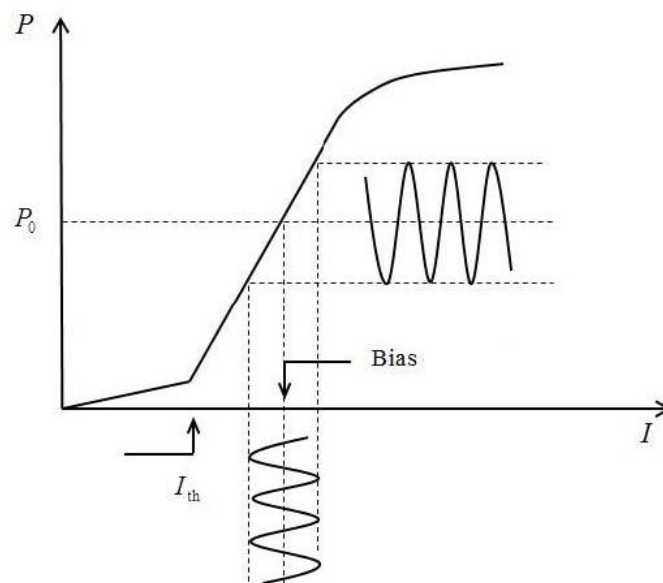


Figura 4.3. Modulación analógica de un láser

Para una correcta modulación del láser se ha propuesto el siguiente circuito:

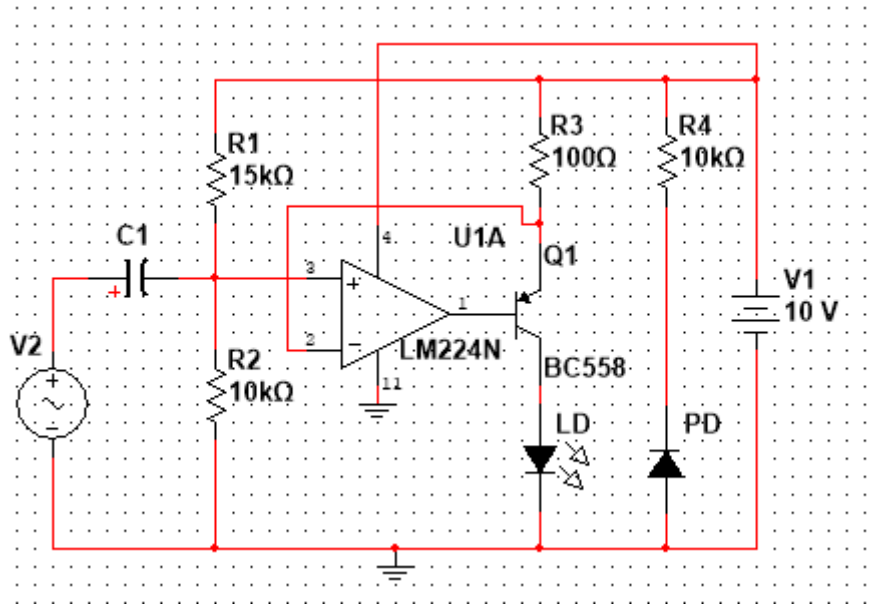


Figura 4.4. Circuito emisor

Para la explicación del circuito emisor se va a dividir el circuito de la figura 4.4 en dos bloques que inyectan una corriente neta en el láser con dos componentes

$$i_{laser} = i_{bias} + i_{mod} \quad (4.1)$$

donde i_{bias} es la corriente de polarización e i_{mod} es la corriente de modulación

1. BLOQUE 1. (Polarización) Fuente de corriente que permite estabilizar y controlar la intensidad del diodo láser.

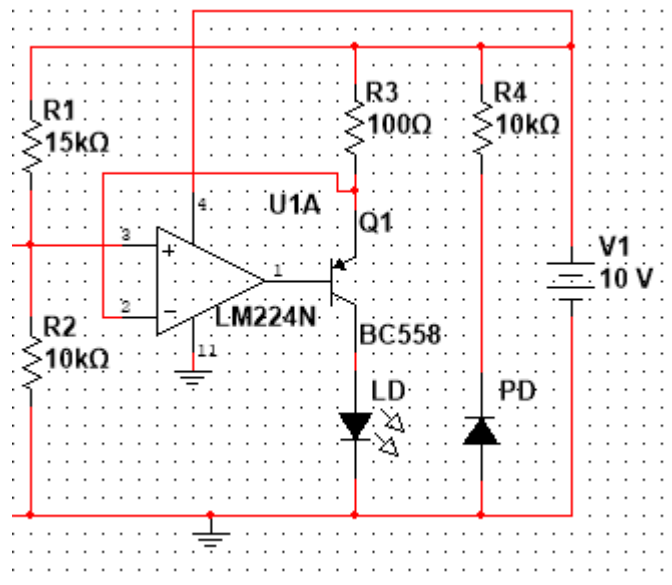


Figura 4.5. Circuito emisor. Bloque 1

El bloque 1 de la figura 4.5 muestra un circuito que permite controlar y mantener de forma estable la corriente que circula por el diodo láser LD, a esta corriente se le denomina corriente de bias, i_{bias} . Esta corriente debe ser mayor que la corriente umbral

i_{th} que posee el diodo láser para que este emita potencia óptica. Con la resistencia R_3 se obtiene la corriente de bias. El transistor PNP permite llevar más corriente al láser y la baja corriente de salida del amplificador operacional le proporciona estabilidad.

El amplificador operacional, LM224N, está configurado para que funcione como un seguidor de tensión, donde $V^+ = V^-$, encargado de llevar la tensión V^+ al emisor del transistor PNP. La tensión V^+ viene dada por la siguiente relación:

$$V^+ = V^- = \frac{V_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 4 \text{ V} \quad (4.2)$$

La resistencia R_3 es la encargada de proporcionar la corriente de bias al láser para que este siempre este emitiendo potencia óptica

$$i_{bias} = \frac{V_{R3}}{R_3} = \frac{V_1 - V^-}{R_3} = 60 \text{ mA} \quad (4.3)$$

Se observa que por el diodo láser siempre va a circular una corriente de bias a la que se le sumará la corriente de la modulación. Por tanto, siempre que se alimente el circuito emisor, el láser estará encendido ya que por el circulará una corriente estable mayor que la corriente umbral, i_{th} .

2. BLOQUE 2. Modulación analógica + Bloque 1.

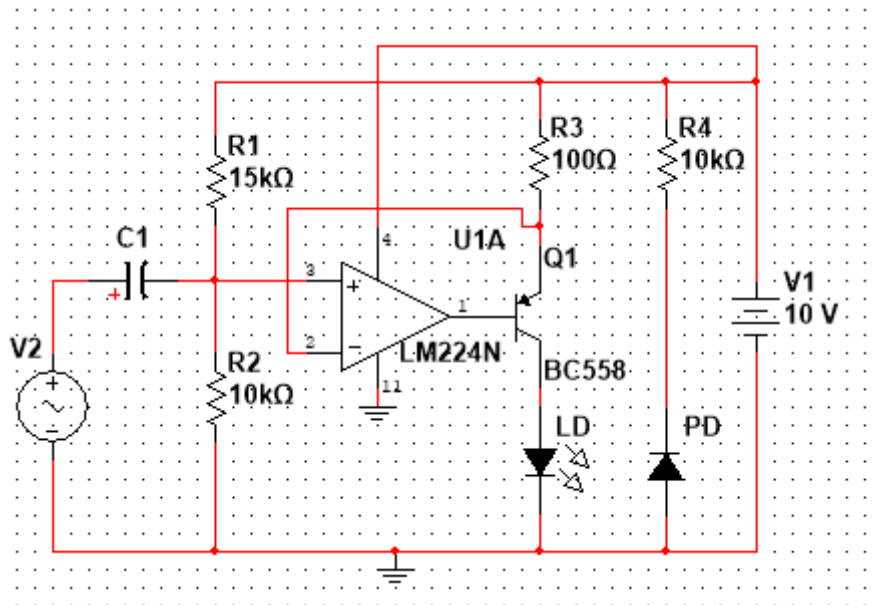


Figura 4.6. Circuito emisor. Bloque 2

El límite de ancho de banda de este circuito es proporcionado por el amplificador operacional LM224N que posee un ancho de banda de 1,2 MHz, mientras que el transistor posee un ancho de banda superior, de 150 MHz.

El bloque 2 de la figura 4.6 muestra que se ha añadido una fuente de tensión alterna con un condensador de acoplo a la entrada, que impide el paso de la componente continua. El circuito presentado es un amplificador de transconductancia cuya ganancia en pequeña señal se corresponde con:

$$G_y = \frac{i_{mod}}{V_{mod}} = -\frac{1}{R_3} \quad (4.4)$$

Por tanto, la tensión que exista en V^- existirá también en R_{1A} , que observando el circuito en pequeña señal es la encargada de transformar esa tensión en la corriente de modulación del láser i_{mod} :

Con la unión de ambos bloques se consigue que el láser siempre esté operando por una por encima de la corriente umbral, exista o no modulación. Si existe modulación, la corriente que pasará por el dispositivo láser viene dado en la siguiente ecuación,

$$i_{laser} = i_{bias} + i_{mod} \quad (4.5)$$

Juntando las ecuaciones 4.3, 4.4 y 4.5 se determina que la corriente de láser, i_{laser} es

$$i_{laser} = i_{bias} - \frac{V_{mod}}{R_3} \quad (4.6)$$

Durante este proyecto se ha trabajado con la corriente de bias, i_{bias} de 60 mA y con una señal moduladora de 4 Vpp de amplitud tanto senoidal como cuadrada. Por tanto, la corriente que circula por el láser según la ecuación 4.6,

$$i_{laser2} = 60(mA) + \frac{2(V)}{100(\Omega)} = 80 \text{ mA} \quad (4.7)$$

$$i_{laser2} = 60(mA) - \frac{2(V)}{100(\Omega)} = 40 \text{ mA} \quad (4.8)$$

Una vez obtenidas la corriente con las que trabajo el diodo láser se calcula la potencia óptica que transmite el diodo láser a partir de la ecuación 2.10

$$P_{0,m\acute{a}x} = 30 \text{ mW} \quad (4.9)$$

$$P_{0,min} = 10 \text{ mW} \quad (4.10)$$

$$P_{0,med} = 20 \text{ mW} \quad (4.11)$$

Si la señal moduladora fuera una señal senoidal con una frecuencia de 5 Hz, la potencia emitida por el diodo laser se correspondería con la que se observa en la figura 4.7.

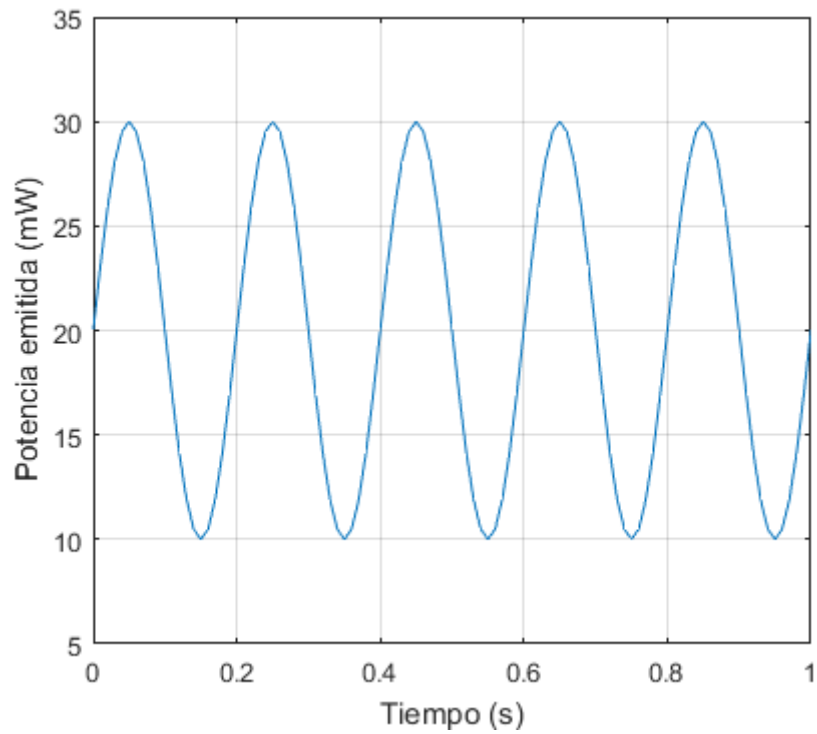


Figura 4.7. Curva Potencia Óptica Emitida si la señal moduladora es senoidal

Si por otro lado la señal moduladora se tratará de una señal cuadrada, en vez de una senoidal, con una frecuencia e 5 Hz, la potencia emitida por el diodo láser seguiría la tendencia de la figura 4.8.

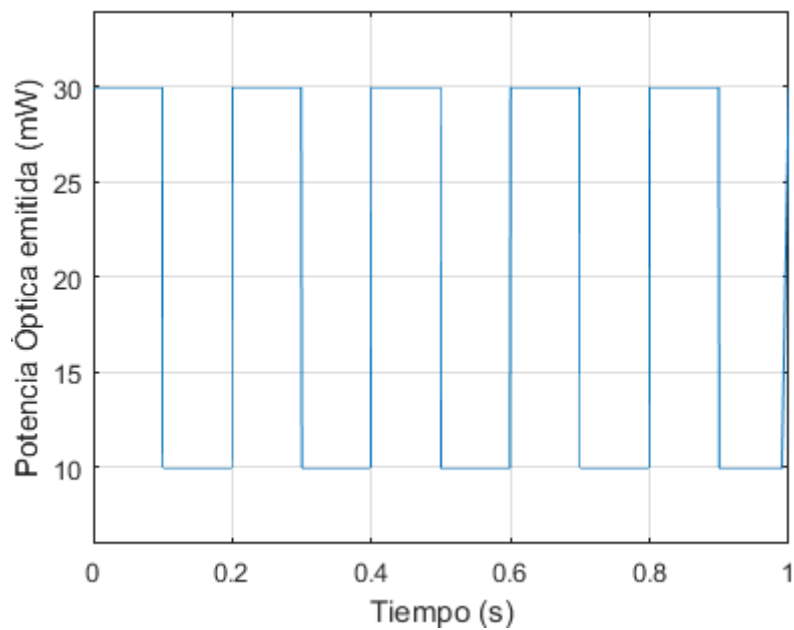


Figura 4.8. Curva Potencia Óptica Emitida si la señal moduladora es cuadrada

4.2. CIRCUITO RECEPTOR

El objetivo del circuito receptor que se implementa a continuación es el de convertir primero la potencia óptica recibida en corriente eléctrica y posteriormente en tensión. Al convertir la potencia en tensión se puede encontrar la señal con la que se está modulando el láser.

Para recibir esta potencia óptica y convertirla en corriente eléctrica se ha utilizado un fotodiodo APD. Los fotodiodos APD se caracterizan por tener una gran ganancia principalmente. El fotodiodo APD utilizado es el, de la familia HAMAMATSU, más concretamente el modelo S2381.

El APD utilizado tiene un área efectiva de 0.2 mm. Por otro lado, posee un rango de espectro entre 400nm y 1000 nm. Como se muestra en la figura 4.9 a una longitud de onda de 800nm el fotodiodo APD posee una eficiencia cuántica de 0.75.

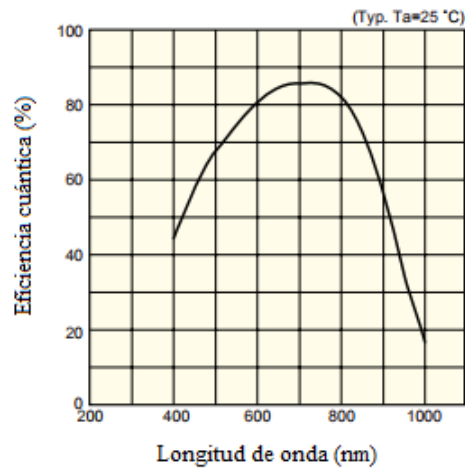


Figura 4.9. Eficiencia cuántica VS longitud de onda S2381

A continuación, se muestra la responsividad que posee el APD frente a la longitud de onda que recibe en relación con la ganancia M.

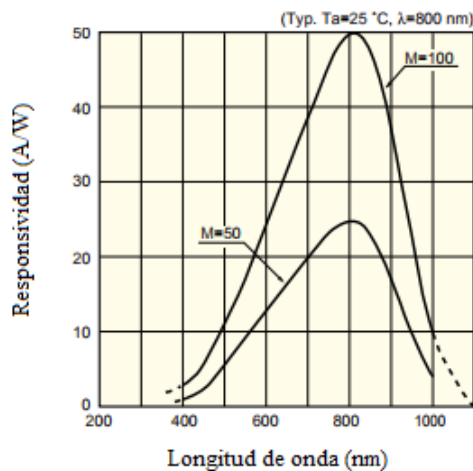


Figura 4.10. Respuesta espectral S2381

Para convertir esta potencia óptica en tensión, primero se ha utilizado el circuito de la figura 4.11. El circuito convierte en tensión la corriente que proporciona el fotodiodo APD cuando le incide luz. Por tanto, la tensión que obtendríamos es:

$$V_{out} = i_{dAPD} \cdot R_L \quad (4.12)$$

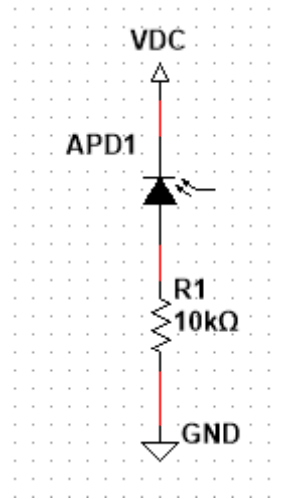


Figura 4.11. Circuito receptor

El circuito no necesita etapa de amplificación, que supondría una adicción de ruido, debido a la alta ganancia que poseen los fotodiodos APD. Por otro lado, con este circuito se consigue un amplio rango dinámico y una alta ganancia al utilizar una resistencia R_1 bastante alta.

Para que el fotodiodo APD opere con una ganancia M igual a 100 es necesario polarizarlo inversamente con una tensión de 143 V. Para ello se ha utilizado un regulador de alta tensión que multiplica la tensión de entrada. Se ha alimentado el regulador a una tensión de 7.3 V para obtener los 143 V. De esta forma se consigue que el APD opere con una ganancia 100.

La principal característica de esta tensión de salida, V_{out} , es el ruido acoplado que posee, producido por el ambiente por donde viaja la luz modulada emitida por el láser, por la ganancia del APD y por el calentamiento del diodo láser y el diodo APD.

Por último, la tensión V_{out} es adquirida por la tarjeta de adquisición de LabView, USB-6009. A partir de ella entra en la interfaz del amplificador Lockin y se comienza a tratar la señal.

Capítulo 5 RESULTADOS Y ANÁLISIS

Dentro de este capítulo se van a mostrar los resultados obtenidos mediante la interfaz en LabView del Amplificador Lockin mediante dos ensayos diferentes:

1. El primer ensayo, en un entorno sin etapa optoelectrónica, consiste en generar una señal modulada con la propia tarjeta de adquisición y adquirirla seguidamente. Posteriormente en LabView se le añade ruido gaussiano blanco y finalmente se obtiene la señal final utilizando tanto una detección directa como una detección Lockin.
2. Un segundo ensayo consiste en emitir potencia óptica modulada con el diodo láser HL6501MG. Esta potencia emitida viaja por el ambiente hasta donde está situado el fotodiodo APD con su respectivo circuito receptor. La salida de tensión de este fotodiodo APD en bornas de la resistencia es recibida por la tarjeta de adquisición y posteriormente es tratada por la interfaz de LabView del amplificador Lockin. En ella se obtendrá la señal final tras una detección directa y una detección Lockin

Cabe destacar que la limitación de ancho de banda viene dada por el conversor ADC de la tarjeta NI USB6009, ya que los dispositivos ópticos utilizados, el diodo láser y el fotodiodo APD, son mucho más rápidos que la propia tarjeta de NI

Ambos experimentos se han realizado con diferentes modulaciones (5Hz, 50Hz y 100Hz). La elección de estas frecuencias viene dada por las limitaciones de adquisición de la tarjeta NI utilizada, así como de la interfaz LabView. Este factor es fácilmente mejorable empleando una tarjeta de adquisición con mayores prestaciones. Hay que destacar que con estos ensayos se quiere demostrar los beneficios de una detección Lockin frente a una detección directa, como prueba de principio. Por ello se han elegido estas frecuencias ya que se pueden mostrar los resultados de forma más clara.

El principal objetivo con estos ensayos es el de encontrar la señal modulada escondida bajo el ruido de entrada, para ello se estimará la relación señal ruido (SNR) obtenida en los diferentes ensayos. Como se ha destacado anteriormente, el tratamiento del ruido es un tema complejo y bastante delicado. Este estudio se pretende estimar de una forma sencilla como la detección Lockin mejora a la detección directa, pero no analizar de forma exhaustiva el ruido.

Para la estimación de la SNR tanto de la detección directa como de la detección Lockin se va a hacer uso MATLAB cuyo entorno permite estimar la SNR de una señal a través de la función $snr(x)$, donde x es la señal o el vector de datos del que se desea obtener la relación señal ruido. La función $snr(x)$ de MATLAB devuelve la relación señal ruido (SNR) en decibelios de la señal x . MATLAB determina la SNR utilizando un periodograma modificado de la misma longitud que la entrada[26]

En este capítulo se hacen mención a los siguientes términos:

- $SNR(dB)_{directa}$, relación señal ruido de una señal obtenida mediante una detección directa.
- $SNR(dB)_{lockin}$, relación señal ruido de una señal obtenida mediante una detección Lockin.
- $OSNR(dB)_{directa}$, relación señal ruido óptica de una señal obtenida mediante una detección directa.
- $OSNR(dB)_{lockin}$, relación señal ruido óptica de una señal obtenida mediante una detección Lockin.

5.1.- ENSAYOS SIN ETAPA ELECTRÓNICA

Para mostrar los resultados de los análisis realizados durante las pruebas de detección de la interfaz Lockin sin etapa electrónica, se procede de la siguiente forma:

- Se muestra la señal adquirida a través de una detección directa, en blanco, y la señal obtenida a través de una detección Lockin, en rojo, en LabView.
- Se trasladan los datos obtenidos a MATLAB y se muestran ambas señales por separado.
- Se muestra un análisis espectral basado en la FFT de ambas detecciones.
- Se calcula la SNR eléctrica obtenida la función de MATLAB $snr(x)$ de ambas detecciones.

Los resultados intentan mostrar a partir de la estimación de la SNR, como a través de una Interfaz en LabView, la detección de una señal basada en los principios de un amplificador Lockin comercial, mejora respecto a la detección de una señal de forma directa.

El esquema de conexión que se ha utilizado para estos ensayos es el siguiente:

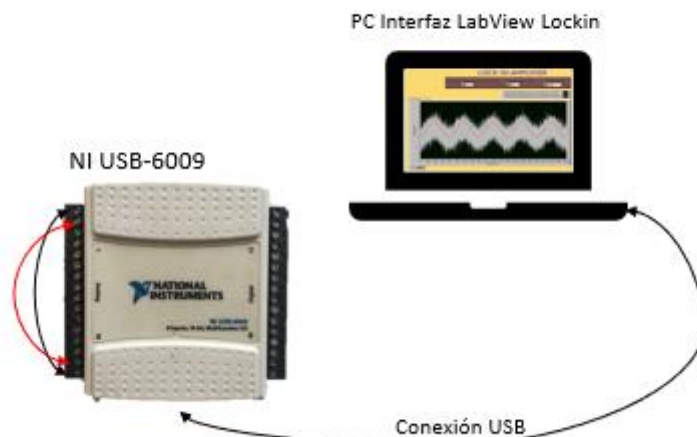


Figura 5.1. Diagrama de conexión. Ensayos sin etapa electrónica

5.1.1.-SEÑAL SENOIDAL CON UNA FRECUENCIA DE 5 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2V

A continuación, se van a mostrar los resultados realizados cuando se recibe una señal modulada a 5 Hz con ruido gaussiano blanco añadido.

i.- En la figura 5.2 se observa la señal adquirida por medio de una detección directa, y la obtenida tras una detección Lockin. Como se puede observar se aprecia una señal más limpia cuando se usa una detección Lockin.

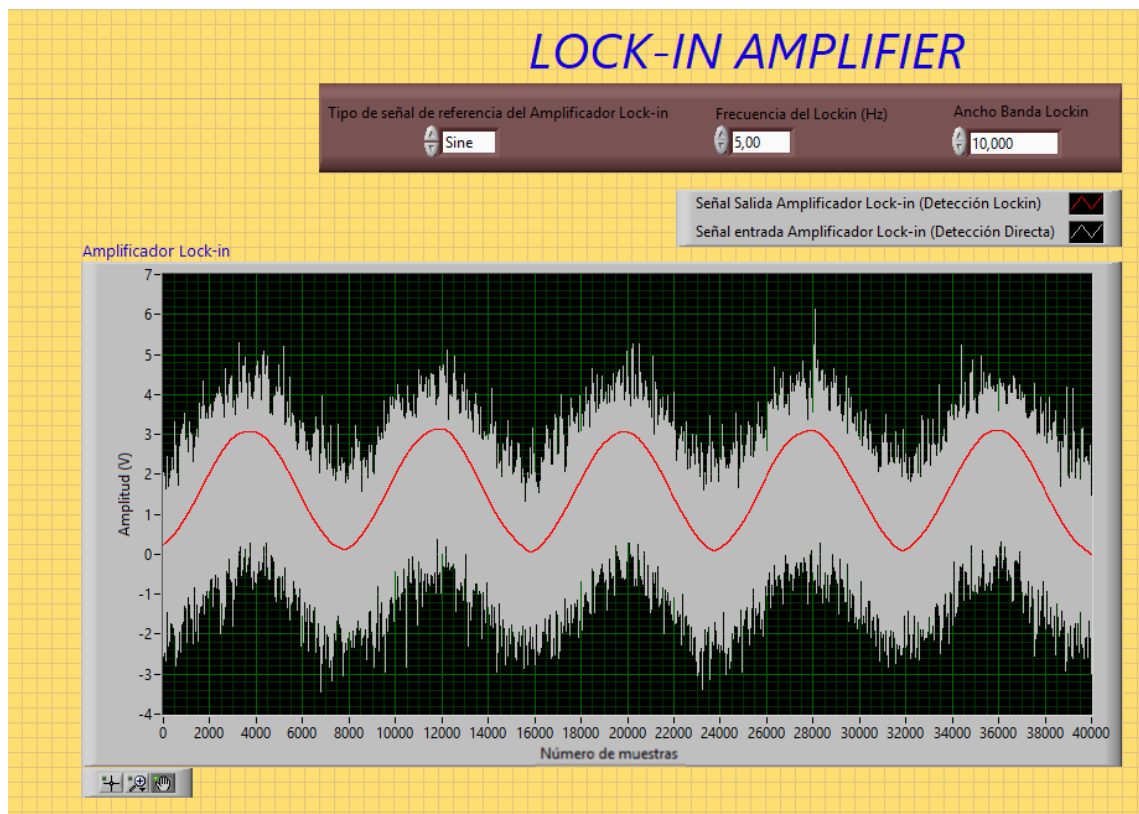


Figura 5.2. Adquisición de la señal de 5 Hz. Ensayos sin etapa electrónica

ii.-En la figura 5.3 se muestran los resultados obtenidos tras transferir los datos a MATLAB, donde se pueden observar ambas detecciones en diferentes gráficas. Como se puede observar, en la traza temporal de la señal detectada mediante modo directo, la señal se encuentra enterrada en ruido, mientras que en la imagen inferior se observa que mediante la detección Lockin, la señal de interés de 5Hz se ha podido recuperar correctamente.

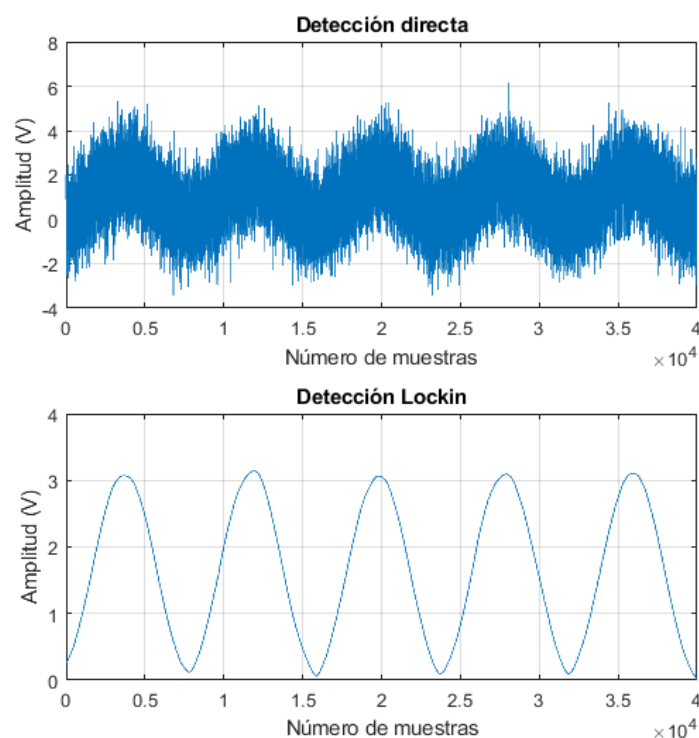


Figura 5.3. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). 5hz

iii.- A continuación, se muestra el análisis espectral obtenido tanto en una detección directa como en una detección Lockin.

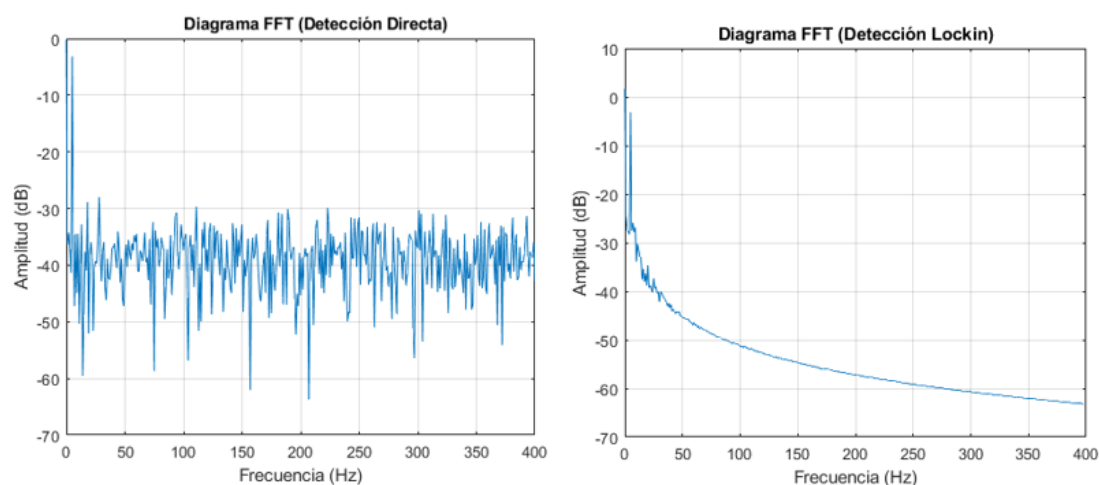


Figura 5.4.- Diagramas FFT. Señal 5 HZ sin etapa electrónica

En el diagrama FFT de la detección directa se observa un pico que se corresponde con la señal modulada de 5 Hz, el resto del periodograma muestra el ruido asociado que posee la señal detectada.

Por otro lado, en el diagrama FFT de la detección Lockin, se puede observar como el pico de la señal modulada de 5Hz destaca sobre el resto.

iv- La SNR eléctrica obtenida por medio de una detección directa y una detección Lockin obtenida mediante la función de MATLAB $snr(x)$ es:

$$SNR(dB)_{directa} = -2,77dB \quad (5.1)$$

$$SNR(dB)_{lockin} = 57,27dB \quad (5.2)$$

Tras estimar la SNR de ambas detecciones se observa la buena mejora que proporciona la detección Lockin frente a la directa, en este caso de 60,04dB.

5.1.2. SEÑAL SENOIDAL CON UNA FRECUENCIA DE 50 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2V

En este caso se van a mostrar los resultados realizados cuando se recibe una señal modulada a una frecuencia de 50 Hz con ruido gaussiano blanco.

i.- En la figura 5.5 se muestran la adquisición de la señal de 50 Hz a través de la interfaz de LabView. A simple vista, parece que también en este caso la detección Lockin mejora a la detección directa.

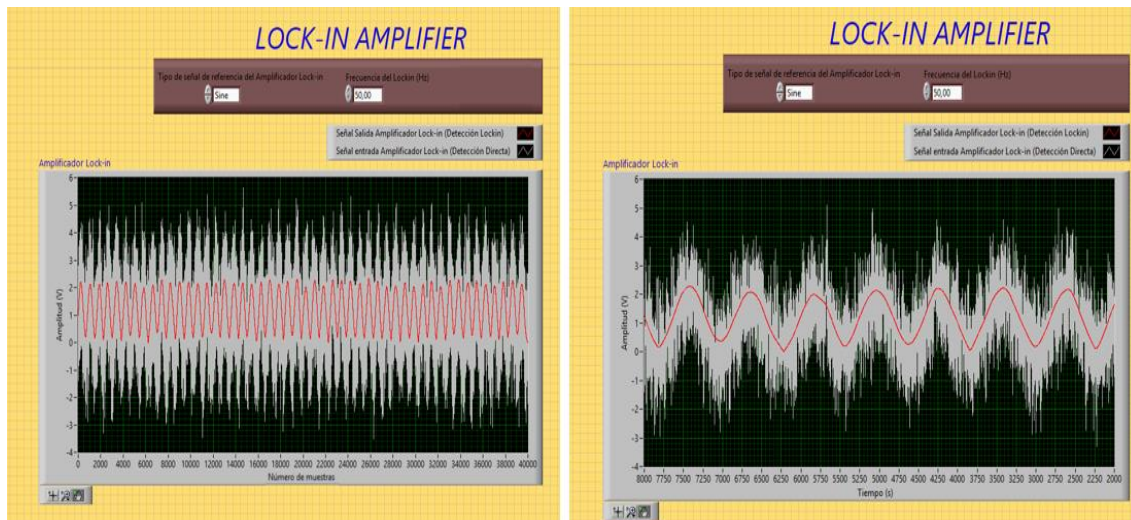


Figura 5.5. Adquisición de la señal de 50 Hz. Ensayos sin etapa electrónica

ii.- En la figura 5.6 se muestran los resultados obtenidos tras transferir los datos a MATLAB, de ambas detecciones, de esta forma se pueden comparar de una forma más precisa. Igual que en el caso anterior, se puede observar que la señal detectada mediante modo directo posee bastante más ruido que la señal detectada mediante el modo Lockin.

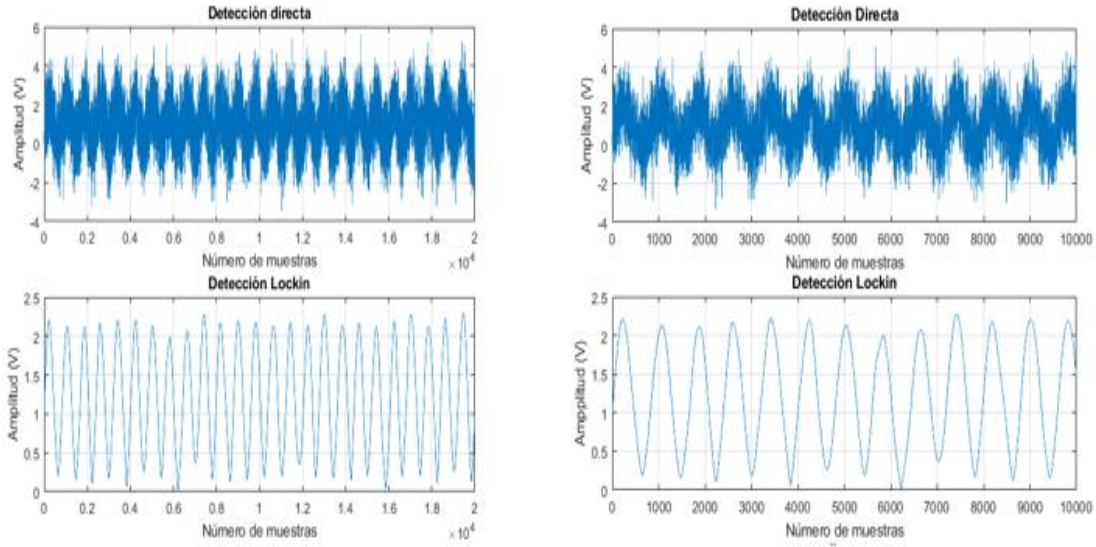


Figura 5.6. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). 50 Hz.

iii.- A continuación, se muestra el análisis espectral obtenido de ambas detecciones.

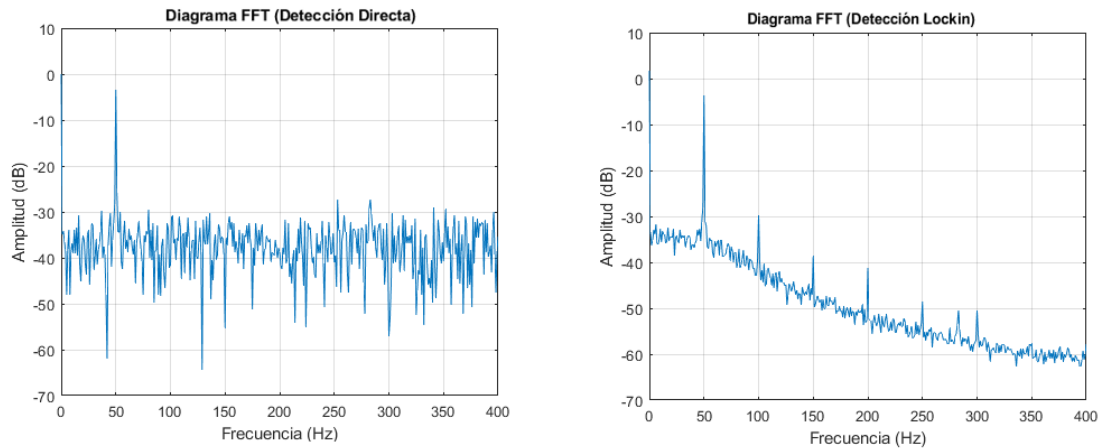


Figura 5.7. Diagramas FFT. Señal 50 Hz sin etapa electrónica.

En el espectro de potencia de la detección directa se observa el pico que se corresponde con el de una señal modulada de 50 Hz. El resto del diagrama FFT muestra el ruido asociado que posee la señal detectada, mediante numerosos picos.

Por otro lado, en el espectro de potencia de la detección Lockin, se puede observar como destaca el tono de la señal modulada a 50Hz. Además, se observan que aparecen otros tonos significativos relacionados con los armónicos de la señal de interés.

iv- La SNR eléctrica obtenida por medio de una detección directa y una detección Lockin obtenida mediante la función de MATLAB $snr(x)$ es:

$$SNR(dB)_{directa} = -3,32dB \quad (5.3)$$

$$SNR(dB)_{lockin} = 21,71dB \quad (5.4)$$

Tras estimar la SNR de ambas detecciones de la señal modulada se observa que la detección Lockin ha mejorado 25,03dB frente a la detección directa.

5.1.3.- SEÑAL SENOIDAL CON UNA FRECUENCIA DE 100 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2V

Por último, en estos ensayos sin etapa optoelectrónica se van a mostrar los resultados realizados cuando se recibe una señal modulada a 100 Hz y se le añade ruido gaussiano.

i.- En la figura 5.8 se observa la señal adquirida por medio de una detección directa, y la obtenida tras una detección Lockin en la interfaz de LabView. Como se puede observar, parece que se aprecia una señal más limpia cuando se usa una detección una detección Lockin.

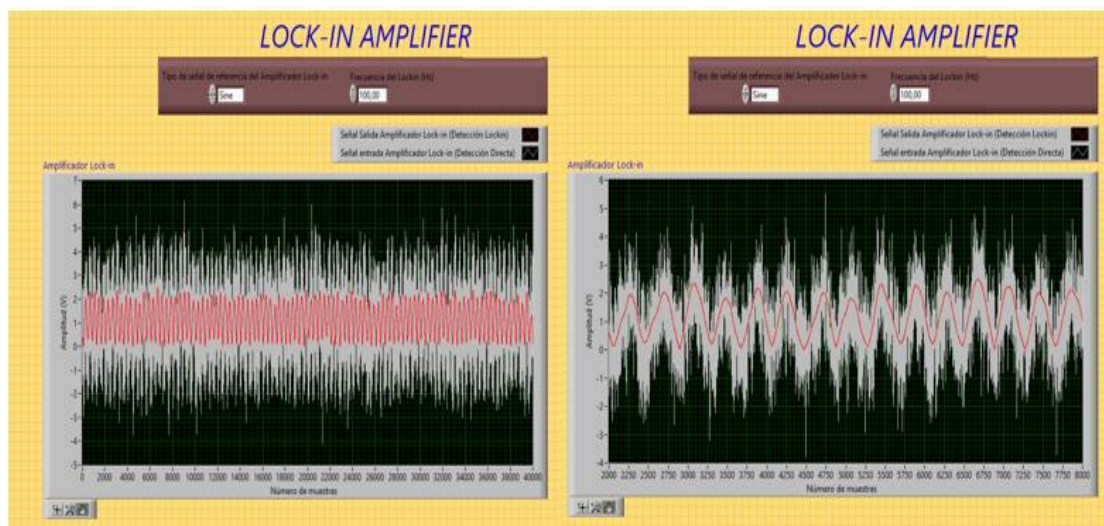


Figura 5.8. Adquisición de la señal de 100Hz. Ensayos sin etapa electrónica

ii.- Con el objetivo de facilitar el análisis, en la figura 5.9 se muestran los resultados obtenidos mediante ambas detecciones con la ayuda de MATLAB en diferentes gráficas. En las trazas temporales de la figura inferior se observa cómo se ha recuperado la señal de interés mediante una detección Lockin, mientras que mediante una detección directa la señal se encuentra enterrada en ruido.

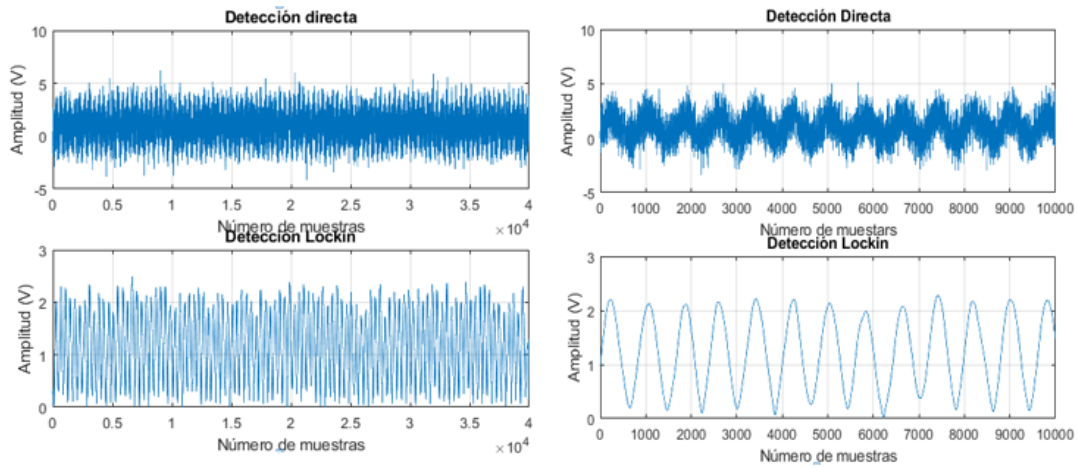


Figura 5.9. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). 100 Hz

iii.- A continuación, se muestra el espectro de potencia obtenido tanto en una detección directa como en una detección Lockin.

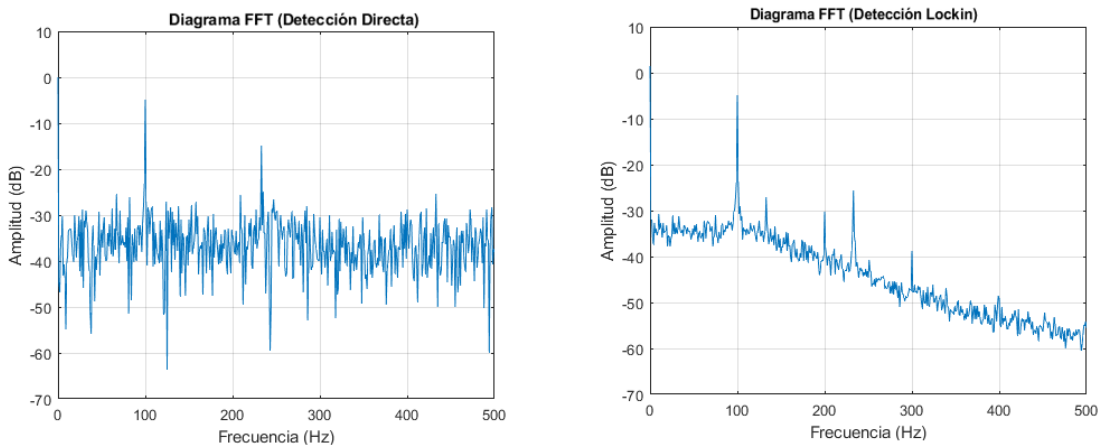


Figura 5.10. Diagramas FFT. Señal 100 Hz sin etapa electrónica

En el diagrama FFT de la detección directa se observa un tono que se corresponde con la señal modulada de 100 Hz, junto a numerosos tonos que se asocian con el ruido que posee la señal detectada.

Por otro lado, en el diagrama FFT de la detección Lockin, se puede observar que el pico de la señal modulada de 100Hz destaca en todo el espectro de potencia.

iv- La SNR eléctrica obtenida por medio de una detección directa y una detección Lockin obtenida mediante la función de MATLAB $snr(x)$ es:

$$SNR(dB)_{directa} = -4,85dB \quad (5.5)$$

$$SNR(dB)_{lockin} = 8,59dB \quad (5.6)$$

En este último ensayo donde se recupera una señal modulada a 100Hz, se observa que el margen de mejora ha disminuido respecto a los casos anteriores, 13,44 dB, debido a que para todos los casos la frecuencia de muestreo ha sido la misma y esta señal de interés está modulada a mayor frecuencia que las anteriores.

El resumen de las SNR y OSNR obtenidas para la detección directa y Lockin en los ensayos sin etapa optoelectrónica se muestra en la tabla 2.

	Detección Directa	Detección Lockin
Frecuencia (Hz)	SNR (dB)	SNR (dB)
5	-2,77	57,27
50	-3,32	21,71
10	-4,85	8,59

Tabla 5.1. Resumen resultados SNR y OSNR sin etapa electrónica

5.2.- ENSAYOS CON ETAPA OPTOELECTRÓNICA

Para la realización de estos ensayos se ha hecho uso del laboratorio. Se ha realizado el montaje de un circuito emisor que permite modular el diodo láser. Por otro lado, se ha realizado el circuito receptor encargado de transformar la potencia óptica emitida por el láser en corriente eléctrica. Posteriormente se ha situado el láser en línea, por medio de una barra horizontal, con el área de detección del fotodiodo APD, con el objetivo de aprovechar la mayor parte del área efectiva de este. Para finalizar se ha utilizado la tarjeta de adquisición NI USB 6009 que se encarga de adquirir la tensión que posee la resistencia R_1 , del circuito receptor, que depende de la potencia óptica que incide en el APD.

En estos ensayos no se ha simulado ruido adicional, ya que la señal ya posee ese ruido antes de entrar en la interfaz LabView. La potencia de ruido que se obtiene vendrá generada por el ambiente por el que circula la potencia óptica entre dispositivo emisor y receptor, el sobrecalentamiento del diodo láser y del APD, el ruido shot o de disparo, el ruido de oscuridad y el ruido térmico del APD.

Para mostrar los resultados obtenidos en los ensayos de detección Lockin con etapa electrónica se va a seguir la siguiente estructura:

- Se muestra la señal adquirida a través de una detección directa, en blanco, y la señal obtenida a través de una detección Lockin, en rojo.
- Se trasladan los datos obtenidos a MATLAB y se muestran ambas señales por separado.
- Se muestra un análisis espectral basado en la FFT.
- Se calcula la SNR eléctrica obtenida la función de MATLAB $snr(x)$ de ambas detecciones.
- Se calcula la OSNR a partir de la SNR obtenida en el apartado anterior.

Como se ha comentado en la introducción de este capítulo, la limitación del ancho de banda del entorno de la figura 5.11 viene dado por el conversor ADC de la tarjeta NI USB-6009.

El esquema de conexión que se ha utilizado para estos ensayos es el siguiente:

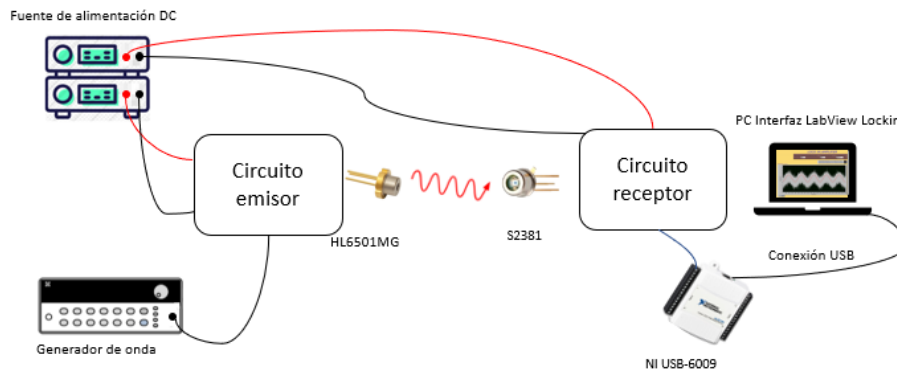


Figura 5.11. Diagrama de conexión. Ensayos con etapa electrónica

5.2.1.-MODULACIÓN DEL DISPOSITIVO LÁSER CON 5 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2 V SENOIDALES

A continuación, se van a mostrar los resultados obtenidos cuando el láser emite potencia óptica modulada a 5 Hz sobre el fotodiodo APD.

i.- En la figura 5.12 se observa la adquisición de la señal senoidal modulada por el láser detectada por el fotodiodo APD. A primera vista parece que la detección Lockin mejora a la detección directa.

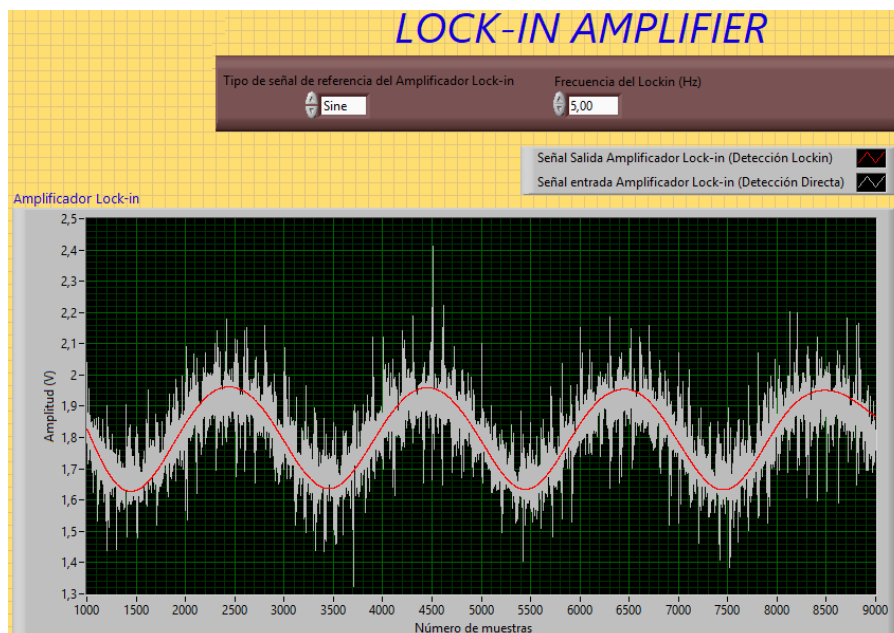


Figura 5.12. Modulación del dispositivo láser de 5 Hz. Ensayos con etapa electrónica

ii.- En la figura 5.13 se muestran los resultados obtenidos tras transferir los datos a MATLAB, con el objetivo de separar ambas detecciones para un mejor análisis. En la traza temporal de la figura situada a la izquierda se observa la señal obtenida tras una

detección directa, como se puede observar tiene bastante ruido asociado. Por otro lado, en la imagen de la derecha se observa cómo se ha recuperado la señal de interés tras una detección Lockin.

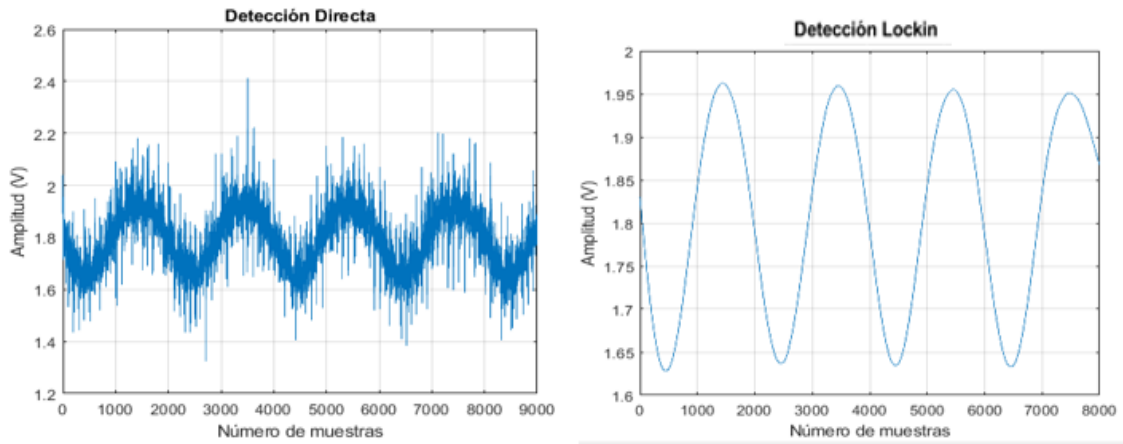


Figura 5.13. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). láser modulado con una señal senoidal de 5 Hz

iii.- A continuación, se muestra el diagrama FFT obtenido tanto en una detección directa como en una detección Lockin.

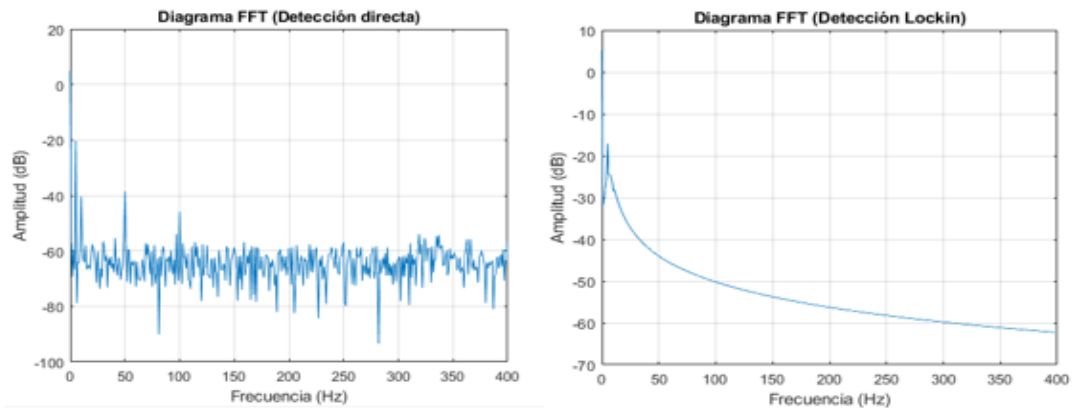


Figura 5.14. Diagramas FFT. Láser modulado con una señal senoidal de 5hz

En el diagrama FFT de la detección directa se observa un pico que se puede asociar con la señal fundamental de 5Hz, señal modulada por el láser. El resto del periodograma muestra el ruido que posee la señal detectada de forma directa.

Por otro lado, en el diagrama FFT de la detección Lockin, se puede observar que la señal fundamental de 5Hz destaca en el espectro de potencia.

iv- La SNR eléctrica obtenida por medio de una detección directa y una detección Lockin obtenida mediante la función de MATLAB $snr(x)$ es:

$$SNR(dB)_{directa} = 4,37dB \quad (5.7)$$

$$SNR(dB)_{lockin} = 52,79dB \quad (5.8)$$

v.-La OSNR de la detección directa y la detección Lockin obtenida a partir de la SNR eléctrica por medio de la ecuación 2.41 es:

$$OSNR(dB)_{directa} = 2,18 dB \quad (5.9)$$

$$OSNR(dB)_{lockin} = 26,39 dB \quad (5.10)$$

Tras estimar la SNR de ambas detecciones se observa la buena mejora que proporciona la detección Lockin frente a la directa, también con etapa optoelectrónica, 48,42dB.

Además, se ha calculado la OSNR de ambas detecciones, ya que los ensayos poseen etapa óptica, donde se puede observar de la misma forma la mejora del modo Lockin frente al modo directo.

5.2.2.- MODULACIÓN DEL DISPOSITIVO LÁSER CON 50 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2 V SENOIDALES

En este caso se van a mostrar los resultados obtenidos por ambas detecciones cuando el APD transforma la potencia óptica modulada a 50 Hz emitida por el diodo láser en corriente eléctrica.

i.- En la figura 5.15 se observa a través de LabView la adquisición de la señal por medio de ambas detecciones. A simple vista, parece que la detección Lockin mejora a la detección directa.

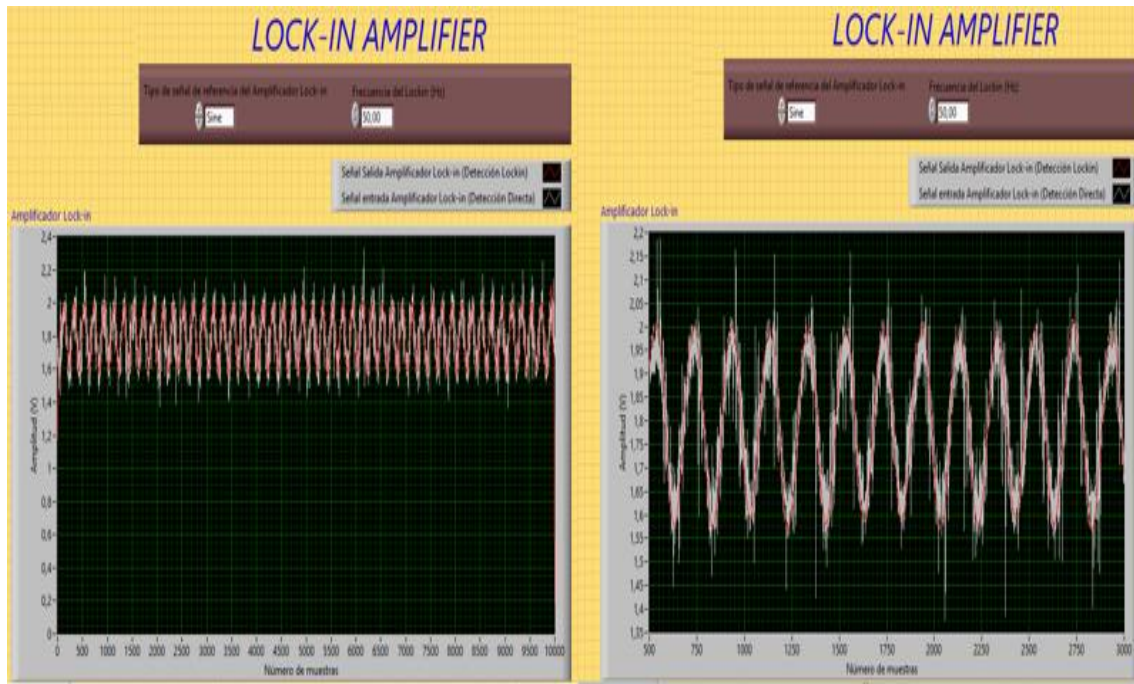


Figura 5.15. Modulación del dispositivo láser de 50 Hz. Ensayos con etapa electrónica

ii.- Con el objetivo de facilitar el análisis, en la figura 5.16 se muestran los resultados obtenidos mediante ambas detecciones con la ayuda de MATLAB en diferentes gráficas. En la figura inferior se puede analizar que tras una detección Lockin se ha podido recuperar la señal de interés de forma correcta, mientras que tras una adquisición en modo directo, se observa una señal con bastante ruido asociado.

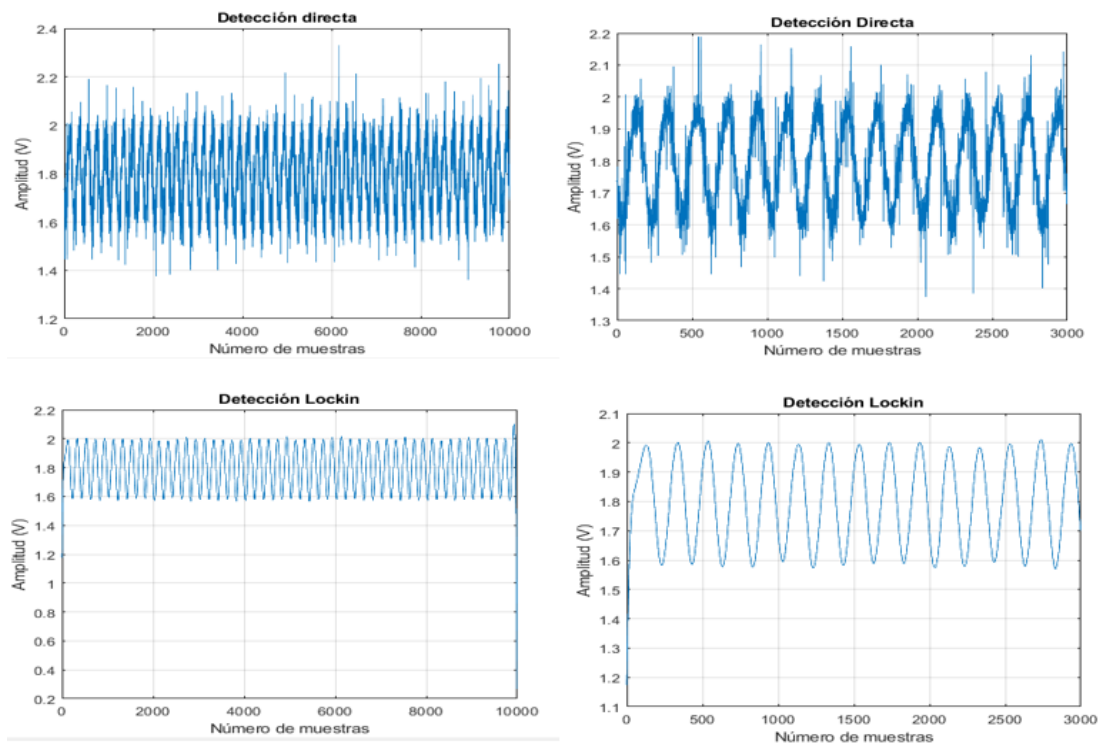


Figura 5.16. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). Láser modulado con una señal senoidal de 50 Hz

iii.- A continuación, se muestra el análisis espectral obtenido tanto en una detección directa como en una detección Lockin:

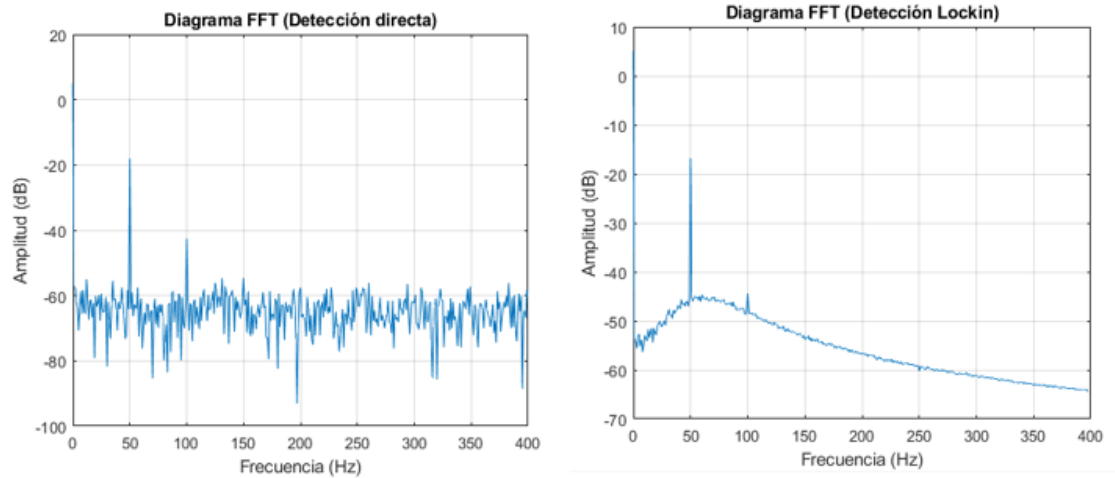


Figura 5.17. Diagramas FFT. Láser modulado con una señal senoidal de 50 Hz

En el diagrama FFT de la detección directa se observa el pico que se corresponde con el de la señal fundamental de la señal modulada por el láser a 50 Hz. El resto del diagrama FFT muestra el ruido asociado que posee la señal detectada.

Por otro lado, en el espectro de potencia de la detección Lockin, se puede observar como el pico de la señal fundamental a 50 Hz destaca sobre el resto.

iv- La SNR eléctrica obtenida por medio de una detección directa y una detección Lockin obtenida mediante la función de MATLAB $snr(x)$ es:

$$SNR(dB)_{directa} = 6,30 \text{ dB} \quad (5.11)$$

$$SNR(dB)_{lockin} = 26,95 \text{ dB} \quad (5.12)$$

v.-La OSNR de la detección directa y la detección Lockin obtenida a partir de la SNR eléctrica por medio de la ecuación 2.41 es:

$$OSNR(dB)_{directa} = 3,15 \text{ dB} \quad (5.13)$$

$$OSNR(dB)_{lockin} = 13,47 \text{ dB} \quad (5.14)$$

Tras estimar la SNR de ambas detecciones se observa que al intentar recuperar una señal modulada a 50 Hz es mejor opción realizar una detección Lockin en comparación a un modo directa, ya que se obtiene una mejora de 20,65dB.

Además, se ha calculado la OSNR de ambas detecciones, donde se puede observar de la misma forma la mejora del modo Lockin frente al modo directo.

5.2.3.- MODULACIÓN DEL DISPOSITIVO LÁSER CON 100 HZ Y UNA AMPLITUD DE 2 V SENOIDALES

Por último, para acabar con los ensayos con etapa optoelectrónica se van a mostrar los resultados obtenidos cuando se adquiere la señal detectada por el APD cuando recibe potencia óptica modulada a una frecuencia de 100 Hz.

i.- En la figura 5.18 se muestra la adquisición de la señal recibida por el fotodiodo APD cuando el láser es modulado por una señal senoidal de 100 Hz. También en este caso, parece que la detección Lockin mejora algo a la detección directa.

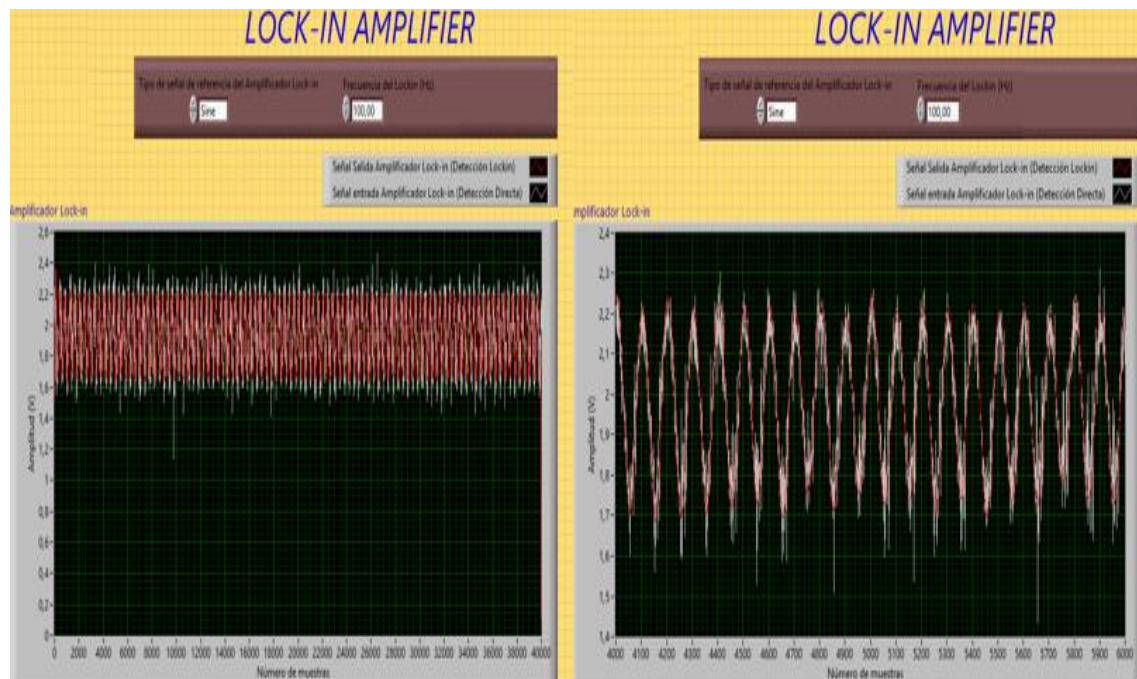


Figura 5.18. Modulación del dispositivo láser de 100 Hz. Ensayos con etapa electrónica

ii.- En la figura 5.19 se muestran los resultados obtenidos tras transferir los datos a MATLAB, con el objetivo de separar ambas detecciones para un mejor análisis. En las traza temporales de la figura se muestra como la señal recibida tras una detección directa posee bastante ruido, mientras que en la traza temporal de la detección Lockin se muestra la señal de interés recuperada correctamente.

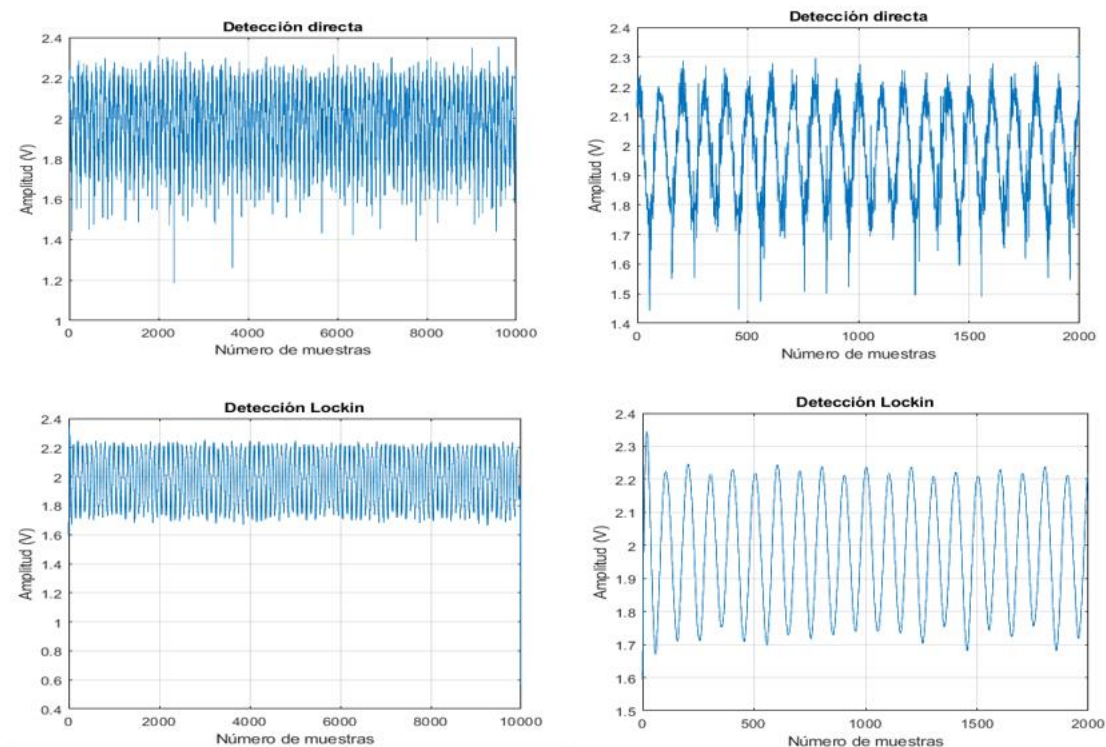


Figura 5.19. Señal tras una detección directa (Superior). Señal tras una detección Lockin (Inferior). Láser modulado con una señal senoidal de 100 Hz

iii.- A continuación, se muestra el análisis espectral obtenido tanto en una detección directa como en una detección Lockin:

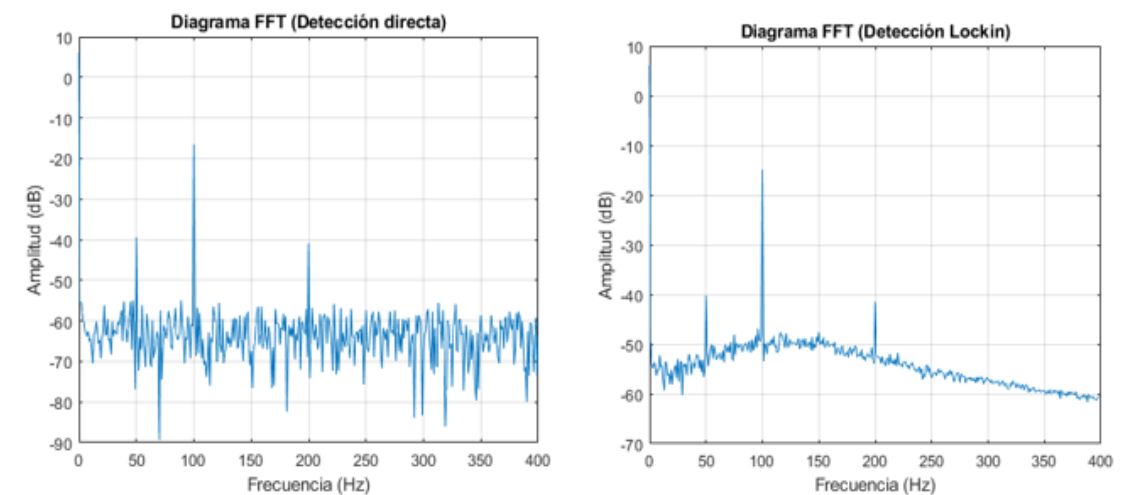


Figura 5.20. Diagramas FFT. Láser modulado con una señal senoidal de 100 Hz

En el espectro de potencia de la detección directa se observa el pico que se corresponde con el de la señal fundamental de la señal modulada por el láser a 100 Hz. El resto del diagrama FFT muestra el ruido asociado que posee la señal detectada.

Por otro lado, en el espectro de potencia de la detección Lockin, se puede observar como el pico de la señal fundamental a 100 Hz destaca sobre el resto.

Indicar que el tono que aparece a una frecuencia de 50 Hz se puede relacionar con la red eléctrica.

iv- La SNR eléctrica obtenida por medio de una detección directa y una detección Lockin obtenida mediante la función de MATLAB $snr(x)$ es:

$$SNR(dB)_{directa} = 7,73dB \quad (5.15)$$

$$SNR(dB)_{lockin} = 21,37dB \quad (5.16)$$

v.-La OSNR de la detección directa y la detección Lockin obtenida a partir de la SNR eléctrica por medio de la ecuación 2.41 es:

$$OSNR(dB)_{directa} = 3,86 dB \quad (5.17)$$

$$OSNR(dB)_{lockin} = 10,68 dB \quad (5.18)$$

Por último, tras estimar la SNR de ambas detecciones se observa cómo al detectar una señal de interés con una frecuencia de 100Hz, la detección Lockin sigue siendo una mejor opción debido a que proporciona una mejora de 13,64 dB.

Además, como en los casos anteriores se ha calculado la OSNR de ambas detecciones, donde se puede observar del modo Lockin frente al modo directo.

El resumen de las SNR y OSNR obtenidas para la detección directa y Lockin en los ensayos con etapa optoelectrónica se muestran en la tabla 3.

Frecuencia (Hz)	Detección Directa		Detección Lockin	
	SNR (dB)	OSNR (dB)	SNR (dB)	OSNR (dB)
5	4,37	2,18	52,79	26,39
50	6,30	3,15	26,95	13,47
100	7,73	3,86	21,37	10,68

Tabla 5.2. Resumen resultados SNR y OSNR con etapa electrónica

Una vez mostrados los resultados de los ensayos realizados; primero sin etapa optoelectrónica y después con etapa optoelectrónica, se puede concluir con que

- Basándonos en la estimación de la SNR a través del entorno de MATLAB, una detección Lockin mejora la adquisición de una señal frente a una detección directa. En ambos entornos (con y sin etapa optoelectrónica) se obtiene una mayor SNR cuando se utiliza una detección basada en los principios de funcionamiento de un Lockin comercial que mediante una detección de forma directa.

- Que la interfaz LabView, se puede utilizar en la adquisición de señales que *a priori* poseen una baja relación señal ruido cuando se adquieren en modo directo, con el objetivo de detectarla correctamente, debido a que la detección Lockin implementada mejora este parámetro.

CONCLUSIONES.

Una vez realizado el trabajo fin de grado se ha llegado a las siguientes conclusiones en referencia a los objetivos marcados en el inicio de este:

- Se ha realizado una configuración LIDAR, donde el emisor ha sido un diodo láser; el receptor un fotodiodo APD; la adquisición de datos una tarjeta de NI y el procesamiento de datos una interfaz con detección Lockin. Se ha obtenido que esta configuración es una posible solución a los elevados costes y a las grandes dimensiones de los dispositivos LIDAR actuales.
- Se ha mostrado que una detección Lockin mejora de manera muy significativa la relación señal ruido que se obtiene tras una detección normal. Estos resultados se han mostrado en el capítulo 5. Resultados y Análisis de este trabajo. En él se ha justificado con diferentes ejemplos, como la detección Lockin es capaz de recuperar señales escondidas bajo el ruido.
- Teniendo en cuenta la conclusión anterior, se puede justificar que la implementación de un esquema de procesamiento de Lockin en el software de LabView, basado en las técnicas de un amplificador Lockin comercial, es adecuado para el procesamiento de señales utilizando las técnicas LIDAR.
- Se han utilizado los conceptos del grado para diseñar un circuito emisor capaz de emitir potencia óptica por medio de un dispositivo láser de forma modulada correctamente.
- Se han utilizado los conceptos del grado para diseñar un circuito receptor capaz de obtener potencia óptica emitida por el dispositivo láser para su posterior tratamiento.
- Se ha tenido que trabajar con conceptos nuevos, no trabajados en el grado de Ingeniería Electrónica Industrial y Automática como son adquisición de señales analógicas, la SNR, OSNR y el tratamiento del ruido. Tras trabajar con ellos y observando los resultados, he podido ampliar mi base previa de conocimientos de manera significativa.
- Se han adquirido nuevos conceptos como las técnicas de detección y de funcionamiento de un Amplificador Lockin.
- Durante todo el trabajo se ha empleado el software de NI, LabView ampliando también de esta manera los conocimientos a la hora de programar en este entorno, muy utilizado hoy en día en el área de la ingeniería.
- Todos estos factores han implicado una mejora práctica y teórica en el uso de diferentes dispositivos ópticos, como lo son el diodo láser o el fotodiodo APD .

TRABAJO FUTURO

Tras comprobar por medio de los diferentes ensayos que la interfaz realizada en el software de LabView que sigue los principios de un amplificador Lockin es capaz de mejorar la adquisición de una señal de forma directa, se proponen las siguientes posibles mejoras, con el objetivo de utilizar la técnica Lockin en la tecnología LIDAR. Las mejoras a los sistemas propuestos en este trabajo son las siguientes:

- En este trabajo se ha trabajado principalmente con señales senoidales, aunque se ha hablado también de las cuadradas. Los circuitos diseñados y la interfaz de LabView son compatibles con otras modulaciones distintas a la senoidal. Se propone en un futuro estimar la relación señal ruido cuando se modula la potencia óptica del dispositivo láser con diferentes formas de ondas a la senoidal.
- Los ensayos con etapa electrónica se han realizado en las mismas condiciones de iluminación para todos los casos. Se propone en un futuro un estudio de la relación señal ruido en diferentes condiciones, entornos más claros o más oscuros.
- Tanto el circuito emisor como el circuito receptor se encontraban sobre una protoboard. Se propone realizar un layout en programas como Orcad o Altium para la elaboración de un PCB que contenga ambas etapas.
- Como se ha mostrado durante el trabajo los ensayos se han realizado enfrentando el diodo láser al fotodiodo APD. Pero sin variar la distancia entre ellos. Debido a ello se propone realizar un modelo de una caja donde se puedan introducir el dispositivo láser y el APD en línea y variar la distancia que recorre la potencia óptica por medio de fibra óptica.
- Durante los ensayos se ha utilizado la tarjeta de adquisición NI USB 6009, con una tasa máxima de muestreo de 48kS/s. Debido a las limitaciones de la tasa de muestreo a la hora de una modulación a mayores frecuencias, se propone utilizar un hardware con mejores prestaciones con el objetivo de poder estudiar la detección Lockin con señales moduladas a una velocidad mayor.
- Por último, los detectores APD mejoran sus prestaciones a nivel de detectabilidad para aplicaciones LIDAR cuando trabajan en modo Geiger. En un futuro sería interesante la implementación de los circuitos de apagado necesario para operar en este modo.

PRESUPUESTO

PRESUPUESTO TRABAJO FIN DE GRADO

1. Autor	Javier lázaro Nava			
2.Descripción del proyecto	2.1. Título. Medida de distancia con técnicas láser. Estudio experimental del uso de detección Lockin y su impacto. 2.2 Departamento. Tecnología electrónica			
3.-Desglose presupuestario	Personal			
Apellidos y Nombre	Puesto	Coste unitario personal hora (Euros/hora)	Total, horas personal	Coste personal (Euros)
Lázaro Nava, Javier	Ingeniero Electrónico y Automático	25	350	8.750,00
de Dios Fernández, Cristina	Tutora	35	80	2.800,00
Material				
Descripción	Modelo	Coste Unitario (Euros)	Cantidad	Coste (Euros)
Tarjeta Adquisición	NI USB 6009	350	x1	350,00
Diodo láser	HL6501MG	33	x1	33,07
Fotodiodo APD	S2381	60	x1	60,20
Ordenador	HP Pavilion 15CK007NS	859	x1	858,68
Material electrónica	N/A	36	N/A	35,60

4. Resumen de costes

Presupuesto Coste totales	Coste (€)
Personal	11550
Material	1.338
Coste sin IVA	12887,55
Total (21%IVA)	15593,9355

REFERENCIAS

- [1] C. R. Pollock, “The fundamental tools of optoelectronics: Maxwell’s Equations,” in *Fundamentals of Optoelectronics*, Chicago, 1995, p. 569.
- [2] “Teorías de la luz.” [Online]. Available: <https://www.fisic.ch/contenidos/ondas-y-la-luz/teorias-de-la-luz/>. [Accessed: 05-Jan-2018].
- [3] E. Hecht, *Optics*, 4th ed. (I. San Francisco, 2002).
- [4] G. Philip Ronan, “EM spectrum revised,” 2013. [Online]. Available: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:EM_spectrum_revised.png. [Accessed: 05-Jan-2018].
- [5] L. Hernández, “A medio siglo de la construcción del primer láser,” *Rev. Cuba. Fis.*, vol. 28, no. 1, pp. 73–76, 2011.
- [6] C. de Dios, “Generación de Pulsos Cortos mediante Diodos Láser Gain Switching. Estudio de Técnicas de Compresión Experimental basadas en Lazos Ópticos no Lineales NOLM,” 2010.
- [7] E. Uiga, *Optoelectronics*. Englewood Cliffs, 1995.
- [8] M. Pospiech and S. Liu, “Technical Introduction to Laser Diodes.” University of Hannover, Germany, 2004.
- [9] B. F. Aull *et al.*, “Geiger-Mode Avalanche Photodiodes for Three- Dimensional Imaging,” *Lincoln Lab. J.*, vol. 13, no. 2, pp. 335–350, 2002.
- [10] J. M. Sánchez and C. Vázquez, “Dispositivos y Medios de Transmisión Óptica,” pp. 1–26, 2012.
- [11] Zürich Instruments, “Principles of lock-in detection and the state of the art Zurich Instruments,” *White Pap.*, no. November, pp. 1–10, 2016.
- [12] SRS, “About Lock-In Amplifiers,” *Appl. Note*, no. 408, pp. 1–9, 2011.
- [13] A. Bonafonte, “Transformada de Fourier,” 2009.
- [14] Perkin Elmer Instruments, “Technical Note TN 1000: What is a Lock-in Amplifier?,” *Perkin Elmer Tech. Notes*, pp. 1–4, 2000.
- [15] T. W. Hänsch *et al.*, *Springer Series in .*
- [16] S. P. Geopositioning, “NGA STANDARDIZATION DOCUMENT Light Detection and Ranging (LIDAR) Sensor Model Supporting Precise Geopositioning,” 2011.
- [17] O. Cameron, “An Introduction to LIDAR: The Key Self-Driving Car Sensor,” 2017. [Online]. Available: <https://news.voyage.auto/an-introduction-to-lidar-the-key-self-driving-car-sensor-a7e405590cff>. [Accessed: 01-Oct-2018].
- [18] E. Santana, “Sistema LIDAR para drones- Sensores LIDAR.” [Online]. Available: <http://www.xdrones.es/sistema-lidar-para-drones/>. [Accessed: 29-Jan-2018].
- [19] A. Artés, F. González, R. López, C. Mosquera, F. Pérez, and J. Sueiro, “Comunicaciones digitales,” *Comun. Digit.*, pp. 1–790, 2007.
- [20] Maxim Integrated Products Inc, “Optical Signal-to-Noise Ratio and the Q-Factor in Fiber-Optic Communication Systems,” pp. 1–7, 2008.
- [21] “Tema 1 : Balance de Enlace Sistemas y Canales de Transmisión Communication Systems.”
- [22] National Instruments, “User Guide NI USB-6008/6009,” *System*, pp. 1–32, 2012.
- [23] “Tema 3 Transmisión de señales en sistemas lineales,” vol. 1, pp. 58–108.
- [24] A. Isobe, “Procesamiento de señales,” vol. 30, pp. 271–272, 2009.
- [25] Labview, “EXAMPLE PROGRAM DRAFTS,” 2014. [Online]. Available: <https://forums.ni.com/t5/Example-Program-Drafts/Digital-Lock-in->

- Demodulator/ta-p/3531370. [Accessed: 05-Oct-2017].
- [26] MathWorks, “Signal-to- noise ratio-MATLAB snr.” [Online]. Available: <https://es.mathworks.com/help/signal/ref/snr.html>.

ANEXO A. PLANIFICACIÓN

A continuación, se muestra el diagrama de Gantt generado en Septiembre de 2018 con el comienzo de este trabajo fin de grado y que finaliza en Febrero. En él se observa como el trabajo se ha dividido en tres etapas. Una primera de documentación, otra posterior que consiste en la integración de los conceptos teóricos en el software de NI, y una última que consiste en los diferentes ensayos realizados.

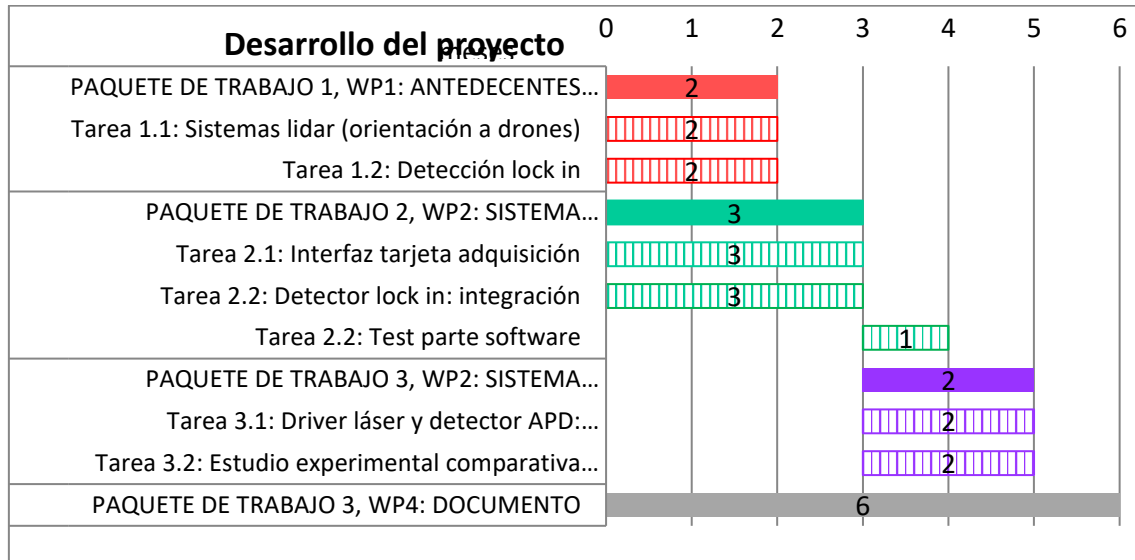


Figura A.1. Diagrama de Gantt

ANEXO B. MANUAL DE USO INTERFAZ

AMPLIFICADOR LOCKIN

Para un correcto uso de la interfaz de LabView que se comporta como un amplificador Lockin comercial se aconsejan los siguientes pasos:

- 1.-Conectar la tarjeta NI-USB6009 a cualquier PC que tenga instalado LabView.
- 2.-Abrir el siguiente .vi. Interfaz_Amplificador_Lockin.vi Aparecerá la siguiente pantalla



Figura B.1.- Pantalla de inicio Interfaz Amplificador Lockin

Los diferentes botones permiten las siguientes acciones:

- 1.- Generación de una señal cualquiera. Te lleva a la ventana donde se puede configurar una señal y posteriormente generarla.
- 2.- Adquisición de una señal cualquiera. Te lleva a una ventana donde se pueden configurar los parámetros de adquisición y muestra lo que se adquiere en cualquier momento.
- 3.- Resultados Detección Directa & Detección Lockin. Te lleva a una ventana donde se pueden configurar las propiedades de un amplificador Lockin. Además, muestra la señal obtenida tras una detección directa y una detección Lockin.
- 4.- Espectro obtenido Detección Directa & Detección Lockin. Te lleva a una ventana donde se muestra el espectro de la señal tras una detección directa y una detección Lockin.

3.- Pulse sobre el botón “Generación de una señal cualquiera”. Aparecerá la imagen que se observa en la figura inferior. Si no se desea generar ninguna señal si no que directamente adquirir una señal cualquiera, vaya al paso 4.

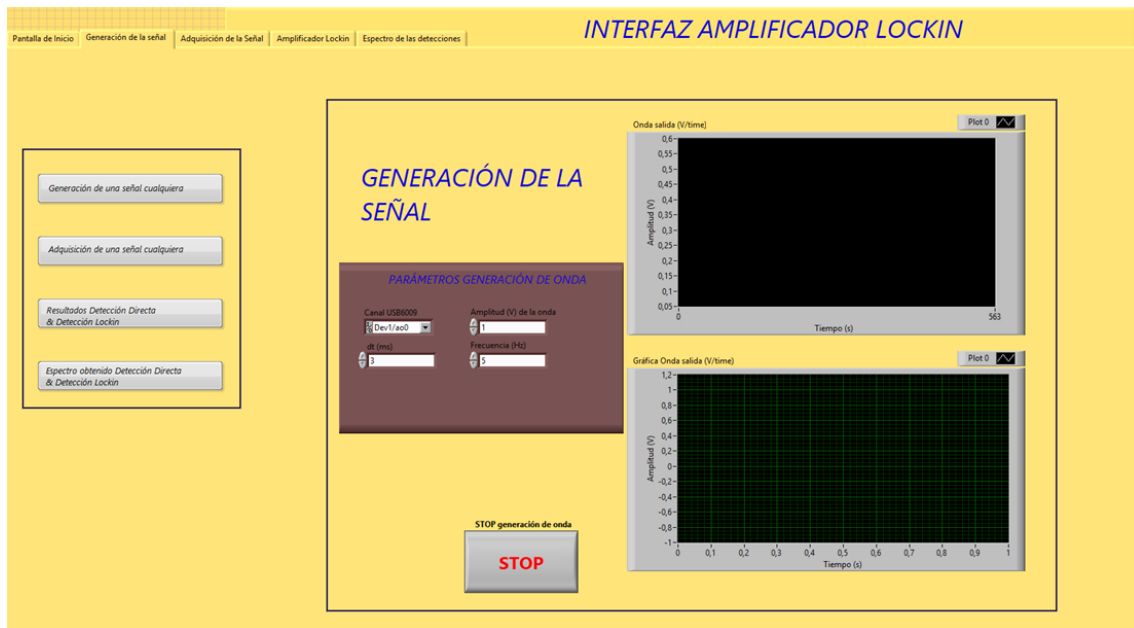


Figura B.2. Ventana Generación de la señal

Esta ventana permite configurar el canal de la tarjeta NI-USB6009 por el que se desea generar una señal, así como los parámetros de esta, amplitud en Voltios o frecuencia en Hz.

4.-Pulse sobre el botón de “Adquisición una señal cualquiera” y se mostrará la ventana que aparece en la siguiente figura.

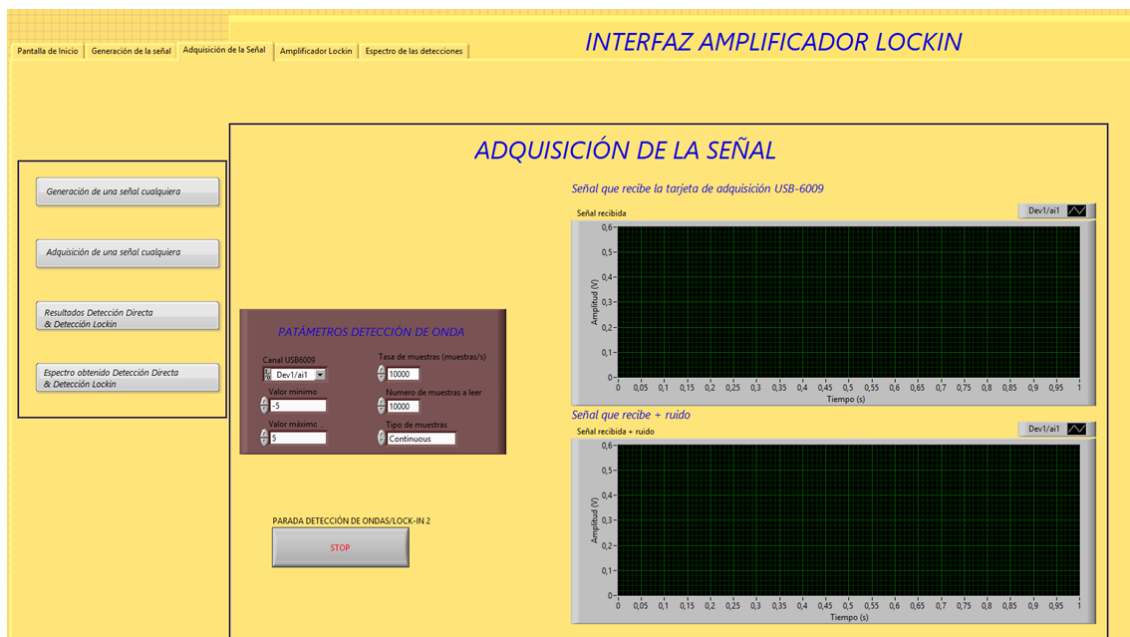


Figura B.3. Ventana Adquisición de la señal

En esta ventana se permite configurar los siguientes parámetros de adquisición de una señal:

- Canal de la tarjeta NI-USB6009 por el que se desea adquirir la señal.
- Tasa de muestreo.
- Número de muestras.
- Tipo de muestras.
- Límites de tensión de la señal adquirida.

5.- Pulse el botón “Resultados Detección Directa & Detección Lockin” y se mostrará la siguiente ventana.

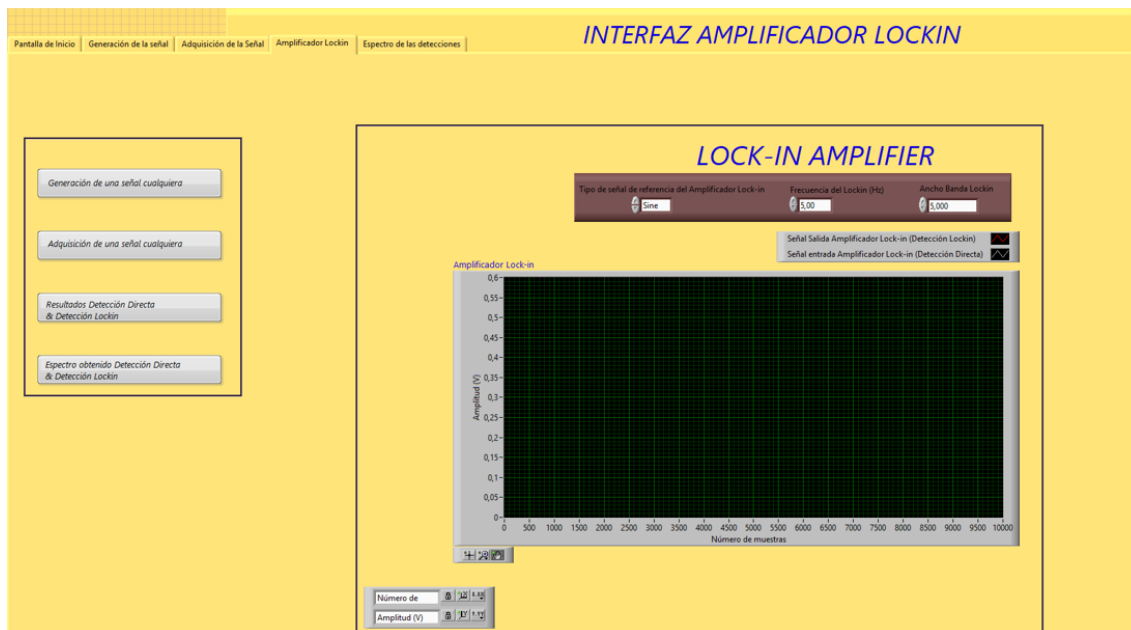


Figura B.4. Ventana Amplificador Lockin

Esta ventana permite configurar los parámetros de detección Lockin:

- Tipo de señal de referencia del Amplificador Lockin: Senoidal o cuadrada.
- Frecuencia del Lockin (Hz).
- Ancho de banda Lockin.

Además, en esta ventana se muestran los resultados obtenidos tras la detección de una señal cualquiera por medio de una detección directa, en blanco y una detección Lockin, en rojo.

5. Una vez se hayan configurado todos los parámetros, comience a adquirir una señal cualquiera y cuando desee pulse el botón de STOP que se muestra en la ventana.

6. Vaya a la ventana “Resultados Detección Directa & Detección Lockin” y analice los resultados obtenidos.

7.-Pulse el botón “Espectro obtenido Detección Directa & Detección Lockin” y aparecerá la siguiente ventana, donde podrá analizar los espectros de ambas detecciones.



Figura B.5. Ventana Espectro de las detecciones

ANEXO C. NORMATIVA

La normativa vigente respecto al uso de dispositivos láseres es la siguiente:

1. UNE-EN 207:2010 «Protección ocular y facial frente a radiación láser»
2. UNE EN 60825-1:1996, «Seguridad de los productos láser. Parte 1: Clasificación del equipo, requisitos y guía del usuario». Modificada por UNE EN 60825-1/A1: 1997 y con el complemento UNE EN 60852-1/A2:2002
3. UNE-EN 208:2010 «Protección individual de los ojos. Gafas de protección para los trabajos de ajuste de láser y sistemas de láser (gafas de ajuste láser)».
4. UNE-EN 12626:1998 «Seguridad de las máquinas. Máquinas de láser. Requisitos de seguridad».
5. UNE-EN 60601-2-22:2013 «Equipos electro médicos. Parte 2-22: Requisitos particulares para la seguridad, incluyendo la aptitud para la función primordial, de los equipos láser quirúrgicos, terapéuticos y de diagnóstico».
6. UNE-EN 12254:2010 «Pantallas para puestos de trabajo con láseres. Requisitos de seguridad y ensayos»
7. NGA.SIG.0004_1.1 2011-08-01. «NGA STANDARDIZATION DOCUMENT. Light Detection and Ranging (LIDAR) Sensor Model»